

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 公表特許公報 (A)

(11) 特許出願公表番号

特表2002-510927✓

(P2002-510927A)

(43) 公表日 平成14年4月9日 (2002.4.9)

(51) Int.Cl.⁷

識別記号

FI

テーマコード(参考)

H04L 27/20

H04L 27/20

Z 5J069

H03F 3/189

H03F 3/189

5J092

3/68

3/68

5K004

審査請求 未請求 予備審査請求 有 (全 89 頁)

(21) 出願番号 特願2000-542849(P2000-542849)
 (86) (22) 出願日 平成11年3月16日(1999.3.16)
 (85) 翻訳文提出日 平成12年9月29日(2000.9.29)
 (86) 国際出願番号 PCT/US99/05681
 (87) 国際公開番号 WO99/52206
 (87) 国際公開日 平成11年10月14日(1999.10.14)
 (31) 優先権主張番号 09/054, 063
 (32) 優先日 平成10年4月2日(1998.4.2)
 (33) 優先権主張国 米国 (US)
 (31) 優先権主張番号 09/054, 060
 (32) 優先日 平成10年4月2日(1998.4.2)
 (33) 優先権主張国 米国 (US)

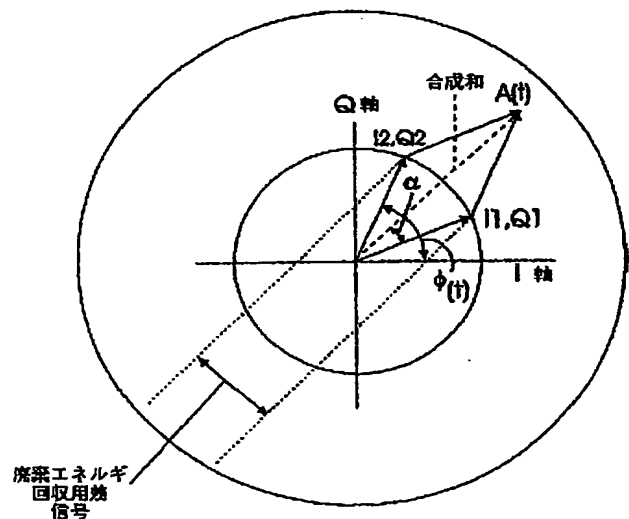
(71) 出願人 エリクソン インコーポレイテッド
 ERICSSON INC.
 アメリカ合衆国 ノース カロライナ州
 27709, リサーチ トライアングル パ
 ーク, ビー, オー, ボックス
 13969, ディヴェロップメント ドライ
 ブ 7001
 (72) 発明者 デント, ボール, ウィルキンソン
 アメリカ合衆国 ノースカロライナ, ピッ
 ツボロ, イーグル ポイント ロード
 637
 (74) 代理人 弁理士 浅村 皓 (外3名)

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 CHIREIX/DOHERTYハイブリッド増幅器の電力波形合成

(57) 【要約】

アウトフェーシング (outphasing) 変調によって駆動される2つの増幅器が互いの有効負荷線に影響を与えるように相互に結合される。この2つの増幅器は従来の増幅器より広いダイナミックレンジにわたって効率を維持することができる。本発明による増幅器は、DC電源を使用して変動振幅、変動位相のAC入力信号を増幅する。AC入力信号はコンバータによって、定振幅、第1位相角をもつ第1信号および定振幅、第2位相角をもつ第2信号に変換される。第1信号は第1増幅器で増幅され、第2信号は第2増幅器で増幅される。第1増幅器の電圧または電流が第2増幅器の電圧または電流に直線関係になるように、第1、第2増幅器は結合器によって相互結合されて負荷インピーダンスに結合される。結合器は、第1、第2増幅器を互いに直列状態で負荷インピーダンスに結合するための少なくとも1つの変圧器を含むことが可能である。また、結合器は、第1、第2増幅器を相互結合して負荷インピーダンスに結合する第1、第2の1/4波長伝送線路を含むことが可能である。増幅器には、信号サイクルの一部で電流が第1、第2増幅器



【特許請求の範囲】

【請求項1】 DC電源を使用して変動振幅、変動位相のAC入力信号を増幅し、増幅された出力信号電圧と出力電流を負荷インピーダンスに供給する電力増幅器であって、

AC入力信号から、定振幅、第1位相角をもつ第1信号および定振幅、第2位相角をもつ第2信号に変換するための手段と、

DC電源から電流を引き出すと共にDC電源に電流を供給する両方向性増幅器装置を含み、前記第1信号を増幅して定電圧振幅の第1出力信号電圧を生成する第1増幅手段と、

DC電源から電流を引き出すと共にDC電源に電流を供給する両方向性増幅器装置を含み、前記第2信号を増幅して定電圧振幅の第2出力信号電圧を生成する第2増幅手段と、

第1、第2出力信号電圧の和を増幅出力信号電圧として負荷インピーダンスの端子間に生成し、負荷インピーダンスに出力電流を流して、出力電流と直線関係にある増幅器電流が第1、第2両方の増幅手段の両方向性増幅器装置に流れるようにするため、第1、第2出力信号電圧を直列状態で負荷インピーダンスに結合する手段とを有する前記電力増幅器。

【請求項2】 AC入力信号の信号サイクルの一部で前記第1、第2増幅手段からDC電源に電流を流してDC電源にエネルギーを戻すように構成した請求項1記載の電力増幅器。

【請求項3】 直交変換器と、第1、第2信号をそれぞれ生成するために前記直交変換器に結合される第1、第2直交変換器とが前記変換手段に含まれる請求項1記載の電力増幅器。

【請求項4】 第1、第2直交変換器に結合され、AC入力に応じて同位相信号および直交信号を生成する直交信号発生器が更に前記変換手段に含まれる請求項3記載の電力増幅器。

【請求項5】 前記直交信号発生器をデジタル信号プロセッサとした請求項4記載の電力増幅器。

【請求項6】 前記変換手段にデータプロセッサが含まれる請求項1記載の

【請求項12】 AC入力信号の信号サイクルの一部で前記第1、第2増幅手段からDC電源に電流を流してDC電源にエネルギーを戻すように構成した請求項11記載の電力増幅器。

【請求項13】 直交変換器と、第1、第2信号をそれぞれ生成するために前記直交変換器に結合される第1、第2直交変換器とが前記変換手段に含まれる請求項11記載の電力増幅器。

【請求項14】 第1、第2直交変換器に結合され、AC入力に応じて同位相信号および直交信号を生成する直交信号発生器が更に前記変換手段に含まれる請求項13記載の電力増幅器。

【請求項15】 前記直交信号発生器をデジタル信号プロセッサとした請求項14記載の電力増幅器。

【請求項16】 前記変換手段にデータプロセッサが含まれる請求項11記載の電力増幅器。

【請求項17】 位相変換機能を備えたデジタル周波数合成回路が前記変換手段に含まれる請求項11記載の電力増幅器。

【請求項18】 ダイレクトデジタル周波数シンセサイザが前記デジタル周波数合成回路に含まれる請求項17記載の電力増幅器。

【請求項19】 第1出力信号電圧を負荷インピーダンスに結合する第1の1/4波長伝送線路と、

第2出力信号電圧を負荷インピーダンスに結合する第2の1/4波長伝送線路とが、前記結合手段に含まれる請求項11記載の電力増幅器。

【請求項20】 前記負荷インピーダンスに入力ノードが含まれ、第1出力信号、第2出力信号の両方を前記入力ノードに結合するための手段が前記結合手段に含まれる請求項19記載の電力増幅器。

【請求項21】 DC電源を使用して変動振幅、変動位相のAC入力信号を増幅する方法であって、

AC入力信号から、定振幅、第1位相角をもつ第1信号および定振幅、第2位相角をもつ第2信号に変換するステップと、

前記第1信号を第1増幅器で増幅するステップと、

電力増幅器。

【請求項7】 位相変換機能を備えたデジタル周波数合成回路が前記変換手段に含まれる請求項1記載の電力増幅器。

【請求項8】 ダイレクトデジタル周波数シンセサイザが前記デジタル周波数合成回路に含まれる請求項7記載の電力増幅器。

【請求項9】 少なくとも1つの変圧器が前記直列結合手段に含まれる請求項1記載の電力増幅器。

【請求項10】 前記少なくとも1つの前記変圧器に、第1の一次巻線および第1の二次巻線を含む第1変圧器と、第2の一次巻線および第2の二次巻線を含む第2変圧器が含まれ、第1出力信号電圧を前記第1の一次巻線に結合し、第2出力信号電圧を前記第2の一次巻線に結合し、前記第1および第2の二次巻線を直列状態で負荷インピーダンスの端子間に結合した請求項9記載の電力増幅器。

【請求項11】 DC電源を使用して変動振幅、変動位相のAC入力信号を増幅し、増幅された出力信号電圧と出力電流を負荷インピーダンスに供給する電力増幅器であって、

AC入力信号から、定振幅、第1位相角をもつ第1信号および定振幅、第2位相角をもつ第2信号に変換するための手段と、

DC電源から電流を引き出すと共にDC電源に電流を供給する両方向性増幅器装置を含み、前記第1信号を増幅して定電圧振幅をもつ第1出力信号電圧を生成する第1増幅手段と、

DC電源から電流を引き出すと共にDC電源に電流を供給する両方向性増幅器装置を含み、前記第2信号を増幅して定電圧振幅をもつ第2出力信号電圧を生成する第2増幅手段と、

第1、第2出力信号電圧の和に比例する電圧を増幅出力信号電圧として負荷インピーダンスの端子間に生成して負荷インピーダンスに出力電流を流し、出力電流と直線関係にある増幅器電流が第1、第2両方の増幅手段の両方向性増幅器装置に流れるようにするため、第1、第2出力信号電圧を負荷インピーダンスに結合する手段とを有する前記電力増幅器。

前記第2信号を第2増幅器で増幅するステップと、

第1増幅器の電圧または電流が第2増幅器の電圧または電流と直線関係になるように、前記第1、第2増幅器を相互に結合した状態で負荷インピーダンスに結合するステップとを含む増幅方法。

【請求項22】 AC入力信号の信号サイクルの一部で第1増幅器からDC電源にエネルギーを戻すステップが更に、第1信号を増幅する前記ステップに含まれ、

AC入力信号の信号サイクルの一部で第2増幅器からDC電源にエネルギーを戻すステップが更に、第2信号を増幅する前記ステップに含まれる請求項21記載の増幅方法。

【請求項23】 少なくとも1つの変圧器を使用して第1、第2増幅器を負荷インピーダンスに結合するステップが前記結合ステップに含まれる請求項21記載の増幅方法。

【請求項24】 第1、第2の1/4波長伝送線路をそれぞれ使用して第1、第2増幅器を負荷インピーダンスに結合するステップが前記結合ステップに含まれる請求項21記載の増幅方法。

【請求項25】 DC電源を使用して変動振幅、変動位相のAC入力信号を増幅する装置であって、

AC入力信号から、定振幅、第1位相角をもつ第1信号および定振幅、第2位相角をもつ第2信号に変換する変換器と、

前記第1信号を増幅する第1増幅器と、

前記第2信号を増幅する第2増幅器と、

第1増幅器の電圧または電流が第2増幅器の電圧または電流と直線関係になるように、前記第1、第2増幅器を相互に結合した状態で負荷インピーダンスに結合する結合器とを有する装置。

【請求項26】 前記第1、第2増幅器が第1、第2の両方向性増幅器であって、AC入力信号の信号サイクルの一部で前記第1、第2増幅手段からDC電源に電流を流してDC電源にエネルギーを戻すように構成した請求項25記載の装置。

【請求項27】 前記第1、第2増幅器を直列状態のインピーダンスに結合する少なくとも1つの変圧器が前記結合器に含まれる請求項25記載の装置。

【請求項28】 第1、第2増幅器を負荷インピーダンスにそれぞれ結合する第1、第2の1/4波長伝送線路が前記結合器に含まれる請求項26記載の装置。

【請求項29】 変動振幅、変動位相の入力信号を所要電力レベルに増幅するための方法であって、

変動振幅、変動位相をもつ入力信号を3つ以上の定振幅、可変位相信号に変換するステップと、

3つ以上の定振幅、可変位相信号を個別に増幅するステップと、

入力信号を所要電力レベルまで増幅した出力信号を作るために、個別増幅された前記3つ以上の定振幅、可変位相信号を合成するステップとを含み、

前記変換ステップにおいて、入力信号を所要電力レベルまで増幅した出力信号を作るために、前記3つ以上の定振幅、可変位相信号を位相制御するステップを含む前記方法。

【請求項30】 前記3つ以上の定振幅、可変位相信号の個数を4とした請求項25記載の方法。

【請求項31】 出力信号の第1複素部を形成する組合せである定振幅、可変位相をもつ第1信号対と、出力信号の第2複素部を形成する組合せである定振幅、可変位相をもつ第2信号対とから、前記4つの定振幅、可変位相信号が形成される請求項30記載の方法。

【請求項32】 出力信号の第1複素部を形成するために、複素振幅、可変位相をもつ第1信号対を逆回転方向に位相制御するステップと、

出力信号の第2複素部を形成するために、複素振幅、可変位相をもつ第2信号対を逆回転方向に位相制御するステップとが前記制御ステップに含まれる請求項31記載の方法。

【請求項33】 3つ以上の定振幅、可変位相信号を個別の飽和増幅器によって個別に増幅するステップが前記個別増幅ステップに含まれる請求項29記載

変動振幅をもつ所要キャリア周波数の出力信号を生成するための送信機であって、

変動振幅、変動位相をもつ入力信号から、定振幅、可変位相をもつ3つ以上の所要キャリア周波数の信号に変換する手段と、

増幅された3つ以上の信号を生成するために、3つ以上の定振幅、可変位相信号を個別に増幅する手段と、

所要電力レベル、所要キャリア周波数、変動振幅の出力信号を生成するために、増幅された3つ以上の信号を合成する手段とを有し、

前記変換手段が所要電力レベル、所要キャリア周波数、変動振幅の出力信号を生成するために、3つ以上の定振幅、可変位相信号を位相制御する手段を含む前記送信機。

【請求項44】 前記3つ以上の定振幅、可変位相信号の個数を4とした請求項43記載の送信機。

【請求項45】 出力信号の第1複素部を形成する組合せである定振幅、可変位相をもつ第1信号対と、出力信号の第2複素部を形成する組合せである定振幅、可変位相をもつ第2信号対とから、前記4つの定振幅、可変位相信号が形成される請求項30記載の送信機。

【請求項46】 出力信号の第1複素部を形成するために、複素振幅、可変位相をもつ第1信号対を逆回転方向に位相制御する手段と、

出力信号の第2複素部を形成するために、複素振幅、可変位相をもつ第2信号対を逆回転方向に位相制御する手段とが、前記制御手段に含まれる請求項45記載の送信機。

【請求項47】 前記個別増幅手段に3つ以上の飽和増幅器が含まれる請求項45記載の送信機。

【請求項48】 所要キャリア周波数、所要電力レベルの変動振幅をもつ出力信号を生成するために、個別増幅された3つ以上の定振幅、可変位相信号を直列に合成する手段が前記合成手段に含まれる請求項43記載の送信機。

【請求項49】 前記合成手段に3つ以上の1/4波長伝送線路が含まれる請求項43記載の送信機。

の方法。

【請求項34】 入力信号を所要電力レベルまで増幅した出力信号を生成するために、個別増幅された3つ以上の定振幅、可変位相信号を直列に合成するステップが前記合成ステップに含まれる請求項29記載の方法。

【請求項35】 入力信号を所要電力レベルまで増幅した出力信号を生成するために、個別増幅された3つ以上の定振幅、可変位相信号を3つ以上の1/4波長伝送線路によって合成するステップが前記合成ステップに含まれる請求項29記載の方法。

【請求項36】 入力信号を所要電力レベルまで増幅した出力信号を生成するために、個別増幅された3つ以上の定振幅、可変位相信号を1/4波長伝送線路に等価的な3つ以上のネットワークによって合成するステップが前記合成ステップに含まれる請求項29記載の方法。

【請求項37】 インダクタおよびコンデンサを含む3つ以上のネットワークによって、1/4波長伝送線路に等価的な前記3つ以上のネットワークを構成した請求項36記載の方法。

【請求項38】 前記コンデンサに並列接続の出力コンデンサが含まれる請求項37記載の方法。

【請求項39】 関連の個別増幅器の出力キャパシタンスをもつ入力コンデンサが前記コンデンサに含まれる請求項37記載の方法。

【請求項40】 入力信号を所要電力レベルまで増幅した出力信号を生成するために3つ以上の定振幅、可変位相信号を位相変換するステップが前記制御ステップに含まれる請求項29記載の方法。

【請求項41】 入力信号を所要電力レベルまで増幅した出力信号を生成するために3つ以上の定振幅、可変位相信号を直交変換するステップが前記制御ステップに含まれる請求項29記載の方法。

【請求項42】 入力信号を所要電力レベルまで増幅した出力信号を生成するために3つ以上の定振幅、可変位相信号を個別のPLLによって位相変換するステップが前記制御ステップに含まれる請求項29記載の方法。

【請求項43】 変動振幅、変動位相をもつ入力信号から所要電力レベル、

【請求項50】 前記合成手段に、1/4波長伝送線路に等価的な3つ以上のネットワークが含まれる請求項43記載の送信機。

【請求項51】 インダクタおよびコンデンサを含む3つ以上のネットワークによって、1/4波長伝送線路に等価的な前記3つ以上のネットワークを構成した請求項50記載の送信機。

【請求項52】 変動振幅、変動位相信号から、総和が前記変動振幅、変動位相信号になるような複数の定振幅、変動位相信号を生成する信号生成方法であって、

変動振幅、変動位相をもつ前記信号から余弦キャリア変調波形 $I(t)$ および正弦キャリア変調波形 $Q(t)$ を生成するステップと、

余弦キャリア変調波形 $I(t)$ と補数波形 $Q'(t)$ の2乗和が一定になるように、 $I(t)$ から $Q'(t)$ を生成するステップと、

第1変調余弦キャリアを生成するために余弦搬送波信号を $I(t)$ で変調するステップと、

第2変調正弦キャリアを生成するために正弦搬送波信号を $Q'(t)$ で変調するステップと、

定振幅、変動位相信号を生成するために、第1変調余弦キャリアと第1変調正弦キャリアの和および差を形成するステップとを含む前記方法。

【請求項53】 補数波形 $I'(t)$ と正弦キャリア変調波形 $Q(t)$ の2乗和が一定になるように、 $Q(t)$ から $I'(t)$ を生成するステップと、

第1変調余弦キャリアを生成するために余弦搬送波信号を $I'(t)$ で変調するステップと、

第2変調正弦キャリアを生成するために正弦搬送波信号を $Q(t)$ で変調するステップと、

第2セットの定振幅、変動位相信号を生成するために第1変調余弦キャリアと第1変調正弦キャリアの和および差を形成するステップとを含む請求項52の方法。

【請求項54】 変動振幅、変動位相信号から、総和が前記変動振幅、変動位相信号になるような複数の定振幅、変動位相信号を生成する信号生成システム

であって、

変動振幅、変動位相をもつ前記信号から余弦キャリア波 $I(t)$ および正弦キャリア波 $Q(t)$ を生成する手段と、

余弦キャリア波 $I(t)$ と補数波 $Q'(t)$ の2乗和が一定になるように、 $I(t)$ から $Q'(t)$ を生成する手段と、

第1変調余弦キャリアを生成するために余弦搬送波信号を $I(t)$ で変調する手段と、

第1変調正弦キャリアを生成するために正弦搬送波信号を $Q'(t)$ で変調する手段と、

定振幅、変動位相信号を生成するために、第1変調余弦キャリアと第1変調正弦キャリアの和および差を形成する手段とを有する前記信号生成システム、

【請求項55】 補数波 $I'(t)$ と正弦キャリア波 $Q(t)$ の2乗和が一定になるように、 $Q(t)$ から $I'(t)$ を生成する手段と、

第1変調余弦キャリアを生成するために余弦搬送波信号を $I'(t)$ で変調する手段と、

第1変調正弦キャリアを生成するために正弦搬送波信号を $Q(t)$ で変調する手段と、

第2セットの定振幅、変動位相の信号を生成するために第1変調余弦キャリアと第1変調正弦キャリアの和および差を形成する手段とを更に含む請求項52の信号生成システム、

【請求項56】 DC電源を使用して入力波形から出力波形を合成して負荷に供給する装置であって、

位取り有意性にしたがって配列された複数のデジットを含む基数記数法に基づく数値コードシーケンスとして入力波形を表す手段と、

各デジットに対応する複数の両方向性増幅手段であって、DC電源からの電流を消費するとともに関連デジットの値に基づいてDC電源へ電流を戻すことにより、関連デジットの値に比例する出力電圧レベルを生成する複数の両方向性増幅手段と、

複数の前記両方向性増幅手段の出力電圧レベルを直列状態で、関連デジットの

数値コードシーケンスとして入力波形を表す数値コード発生器と、

各デジットに対応する複数の両方向性増幅器であって、DC電源からの電流を消費するとともに関連デジットの値に基づいてDC電源へ電流を戻すことにより、関連デジットの値に比例する出力電圧レベルを生成する複数の両方向性増幅器とを有し、複数の前記両方向性増幅器の出力電圧レベルを直列状態で、関連デジットの位取り有意性に基づいた積み付けにしたがって負荷に結合する前記装置、

【請求項65】 一次巻線と二次巻線を備えた複数の変圧器を更に有し、前記二次巻線は互いに直列状態で負荷と結合され、前記一次巻線は複数の前記両方向性増幅手段にそれぞれ対応して結合され、複数の前記変圧器の一次巻線と二次巻線の巻数比が関連デジットの位取り有意性に比例する請求項64記載の装置、

【請求項66】 両方向性増幅器が少なくとも1つの電界効果トランジスタとバイポーラトランジスタであって、前記電界効果トランジスタはソースからドレインおよびドレインからソースへと両方向に導通し、前記バイポーラトランジスタは逆導通ダイオードを含み、前記バイポーラトランジスタがそれ自体で順方向の導通すると共に逆導通ダイオードを通して逆方向に導通する請求項64記載の装置、

【請求項67】 DC/AC電力コンバータに供給される入力波形をDC入力波形とした請求項64記載の装置、

【請求項68】 出力波形を略正弦波出力波形とした請求項66記載の装置、

【請求項69】 2進記数法を使用し、複数の前記両方向性増幅器に複数の方形波インパルスが含まれる請求項64記載の装置、

【請求項70】 3進記数法を使用し、複数の両方向性増幅器に、正、ゼロ、負の出力電圧レベルを生成する複数のゼロ・クランピング方形波インパルスが含まれる請求項64記載の装置、

【請求項71】 少なくとも2つの最下位デジットの合成値に比例する線形出力電圧を生成するために少なくとも2つの最下位デジットに関連する少なくとも1つの線形増幅器を更に含み、線形出力電圧を直列状態で負荷に結合する請求項64記載の装置、

位取り有意性に基づいた積み付けにしたがって負荷に結合する結合手段とを有する前記装置、

【請求項72】 一次巻線と二次巻線を備えた複数の変圧器が直列結合手段に含まれ、前記二次巻線は互いに直列状態で負荷と結合され、前記一次巻線は複数の前記両方向性増幅手段にそれぞれ対応して結合され、複数の前記変圧器の一次巻線と二次巻線の巻数比が関連デジットの位取り有意性に比例する請求項66記載の装置、

【請求項73】 両方向性増幅手段が少なくとも1つの電界効果トランジスタとバイポーラトランジスタであって、前記電界効果トランジスタはソースからドレインおよびドレインからソースへと両方向に導通し、前記バイポーラトランジスタは逆導通ダイオードを含み、前記バイポーラトランジスタがそれ自体で順方向の導通すると共に逆導通ダイオードを通して逆方向に導通する請求項66記載の装置、

【請求項74】 DC/AC電力コンバータに供給される入力波形をDC入力波形とした請求項66記載の装置、

【請求項75】 出力波形を略正弦波出力波形とした請求項73記載の装置、

【請求項76】 2進記数法を使用し、複数の前記両方向性増幅手段に複数の方形波インパルスが含まれる請求項66記載の装置、

【請求項77】 3進記数法を使用し、複数の両方向性増幅手段に、正、ゼロ、負の出力電圧レベルを生成する複数のゼロ・クランピング方形波インパルスが含まれる請求項66記載の装置、

【請求項78】 少なくとも2つの最下位デジットの合成値に比例する線形出力電圧を生成するために少なくとも2つの最下位デジットに関連する少なくとも1つの線形増幅器を更に有し、前記直列結合手段によって線形出力電圧を直列状態で負荷に結合する請求項66記載の装置、

【請求項79】 DC電源を使用して入力波形から出力波形を合成して負荷に供給する装置であって、

位取り有意性にしたがって配列された複数のデジットを含む基数記数法に基づ

【請求項72】 DC電源を使用して入力波形から出力波形を合成して負荷に供給する方法であって、

位取り有意性にしたがって配列された複数のデジットを含む基数記数法に基づく数値コードシーケンスとして入力波形を表すステップと、

各デジットの値の両方向性増幅を行い、DC電源からの電流を消費するとともに関連デジットの値に基づいてDC電源へ電流を戻すことにより、関連デジットの値にそれぞれが比例する複数の出力電圧レベルを生成するステップと、

複数の出力電圧レベルを直列状態で、関連デジットの位取り有意性に基づいた積み付けにしたがって負荷に結合する結合ステップとを含む前記方法、

【請求項73】 DC/AC電力変換法で使われる入力波形をDC入力波形とした請求項72記載の方法、

【請求項74】 出力波形を略正弦波出力波形とした請求項72記載の方法、

【請求項75】 少なくとも2つの最下位デジットの合成値に比例する線形出力電圧を生成するために少なくとも2つの最下位デジットを線形増幅するステップと、

線形出力電圧を直列状態で負荷に結合するステップとを含む請求項72記載の方法、

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の分類】

本発明は、電力増幅器および増幅方法、特に高効率電力増幅器およびそれに関連する方法に関するものである。

【0002】

【発明の背景】

電力増幅器は通信システム、例えば、無線電話基地局や無線電話機で広く使用される。無線電話通信システムでは一般に、送信用の高周波信号は電力増幅器で増幅される。

【0003】

電力増幅器を設計するとき、主にその効率が考慮される。一般に、熱として消散する電力量を減少させるために、効率を高めることが望ましい。また、衛星通信や携帯用無線電話などの多くの用途では、利用可能な電力量が制限されることがある。したがって、衛星通信あるいは携帯用無線電話の動作時間あるいは性能を拡張するために、電力増幅器の効率を向上させることが重要である。

【0004】

一般に、B級増幅器などの従来の電力増幅器の場合、最大効率が得られるのは、その最大飽和電力出力レベルまたはその近傍だけである。振幅の変動する信号を高精度で再生するためには、ピーク出力信号レベルをその最大飽和電力レベル以下にする必要がある。瞬時信号出力レベルがピークよりも低ければ、一般に従来のB級電力増幅器は最高効率より低い効率で動作する。

【0005】

一般に、効率は出力電力の平方根に比例して減少する。これは、B級を例にとれば、出力電力は出力電流の2乗に比例して減少するが、バッテリー等のDC電源の電力消費が出力電流に比例して減少するからである。したがって、バッテリー電力に対する出力電力の比で表される効率は電流に比例、すなわち出力電力の平方根に比例して減少する。

【0006】

述べている。第1増幅器は実用上の最大B級効率が得られる出力レベル $P_{max}/4$ まで動作する。このレベルを超える電力については、第1増幅器が奇与する。第1増幅器が $1/4$ 波長離れた第1増幅器の負荷インピーダンスに影響を与えることにより、第1増幅器の電力が $P_{max}/2$ まで増加し、同時に第1増幅器もまた $P_{max}/2$ まで奇与し、合計で P_{max} が得られ、その時点で両方の増幅器がもう一度実用上の最大B級効率に達する。したがって、効率は、 $P_{max}/4$ から P_{max} まで出力レベルの6dB範囲以上に維持される。Uptonはかに付与された最近の米国特許第5,420,541号「Microwave Doherty amplifier」には、Doherty増幅器の半導体バージョンが開示されている。

【0011】

従来技術のDoherty増幅器によれば、「普通の」電力増幅器は、ゼロ電力から $1/4$ ピーク電力レベルまでの信号を増幅し、その電力レベルで最大B級効率を達成する。そして、ピーク電力増幅器が出力電力に奇与し始め、ピーク電力増幅器は次に、「普通の」電力増幅器から見た有効負荷インピーダンスを減少させることにより、ピーク電力レベルの半分までの更に大きい電力出力の生成を可能にする。また、ピーク電力増幅器からピーク電力レベルの半分が発生するので、2つの増幅器を合わせて所要ピーク電力レベルが得られる。この従来技術の「ピーク」電力増幅器は逆位相では動作しないので出力電力レベルが低下せず、「普通の」電力増幅器から見た有効負荷インピーダンスを増加させて、小電力の効率的な生成を可能にする。このように、「ピーク」電力増幅器は「トラップ (trough)」電力増幅器としての対角動作をしない。

【0012】

Proc. IRE, Vol. 23 No. 11 (1935) の1370~1392ページに記載の「High Power Outphasing Modulation」において、Chireixは、位相差の変動する2つの定出力振幅増幅器を用い、それらの出力の相対位相が加減法に変化するよう組み合わせることによって、変調振幅出力信号を生成する送信機の製作について記述している。Doherty増幅器が2つの同位相の単位増幅器に依存するのに対

その結果、2ワットのピーク増幅器の効率が60%の電力増幅器は一般に、1ワット出力時(3dBの出力減衰)の効率が42%以上になり得ない。また、振幅変動する信号を増幅するとき、従来の増幅器では出力信号振幅が入力信号振幅に比例しなくなって、非直線ひずみおよび相互変調の原因となることがある。

【0007】

変動出力信号電力 $P(t) = A^2(t)$ とすれば、次のように平均効率を推定することができる。

$$\text{最大効率} = \frac{P(t)/P_{max} \text{の平均}}{\sqrt{P(t)/P_{max} \text{の平均}}}$$

すなわち、

$$\text{最大効率} = \frac{(A(t)/A_{max})^2 \text{の平均}}{A(t)/A_{max} \text{の平均}}$$

【0008】

例えば、入力信号の逆プレディストーション (inverse predistortion) や、中心周波数よりもかなり狭い帯域幅の信号を波形増幅する無線周波電力増幅器にカーテジアン (Cartesian) フィードバック等のフィードバックを施すなど、様々な手法によって従来の増幅器の非直線性を改善することができる。しかし、上記効率公式は出力振幅が所要の振幅波形を忠実に従うものと既に仮定しており、一般に直線化によって上記効率公式が変わることはない。実際に、上面で計算された平均効率は既に完全な直線化を仮定している。

【0009】

定電圧 V_{cc} のバッテリーからの電流 $I(t)$ が、 V_{cc} より低い変動電圧 $I(t) \cdot R_L$ で負荷に供給されるので、効率の損失が生じる。出力装置の端子間 (例えば、コレクタ接合) で電圧差 $V_{cc} - I(t) \cdot R_L$ だけ低下し、それが装置における電力消費に相当する。

【0010】

Dohertyに付与された(1940年8月付け)米国特許第2,210,028号に、2つの真空管電力増幅器を単一の $1/4$ 波長線に結合した構成が記

し、Chireix増幅器は逆位相の単位増幅器に依存するので、ChireixとDohertyの技術を組み合わせる良好な直線形と高効率を兼ね備えた増幅器を得ることはできなかった。従来技術によれば、2つの増幅器が逆位相の場合、ハイブリッド結合器によって互いに隔離するか、指向性結合器によって相互に結合するか、いずれかが好ましい。指向性結合器によって2つの増幅器の出力信号が合成されて和信号と差信号が生成され、和信号は所要出力として使われ、差信号はダミーで終端される。増幅器電力はすべて最終的に和ポートと差ポートのいずれかに現れ、どちらの増幅器にも反映されないで、増幅器は互いに分離されて、互いの負荷線に影響を与えない。

【0013】

Dentに付与された「Waste Energy Control and Management in Power Amplifiers」と題する米国特許第5,568,088号、第5,574,967号、第5,631,604号、第5,638,024号には、定電圧電力増幅器を使用して変動振幅信号を生成するように電力増幅器を結合した様々な構成が開示されている。その1つの構成では、Chireixのように2つの定電力増幅器が相対的な位相シフトで駆動され、それらの出力が多少建設的あるいは破壊的に加算され、変動出力が生成される。これら増幅器は両出力において、和信号と差信号の両方を形成するハイブリッド結合器または指向性結合器によって結合されている。そこに記述された従来技術の改良構成では、通常の浪費エネルギーは蒸気回路を使用して差ポートで回収される。Dohertyの特許、Chireixの記述、上記Dentの特許は、いずれも参照により本出願に包含される。

【0014】

1964年の卒業論文テーマとして出願人が製作した増幅器に関する報告書によれば、所要出力振幅を $0.7V_{cc}$ の上下いずれにするかに応じて V_{cc} の値を V_{cc} または $0.7V_{cc}$ に決めた。これにより、純粋な正弦波駆動の場合、B級増幅器の理論値 $\pi/4$ (~78.5%) からBC級と呼ばれる新しい増幅器の85.6%までピーク効率が向上した。これで、最大出力電力の半値における効率は、B級が55%であるのに対して、78.6%になった。

【0015】

出力振幅が0.7Vcc未満のときには負荷電流供給用7Vcc電源に接続された第1対のトランジスタを使用し、出力振幅が0.4Vcc~Vccのときには負荷電流供給用のVcc電源に接続された第2対のトランジスタを使用することで、Vccの選択が行われた。出力振幅が供給電圧以上まで駆動されたときに逆方向電流を防ぐことによって第1対のトランジスタを保護するためにダイオードが使用された。上記構成はオーディオ周波数ではダイオードが十分な高周波でオン・オフして有効に機能するが、マイクロ波周波数には有効でないかもしれない。

[0016]

また、1960年代には、多くの「D級」と呼ばれるパルス幅変調増幅器が提案され、製造された。パルス幅変調増幅器は、所要の瞬時信号波形に比例するマークスペース比の高周波で出力装置を切り換える。低域通過出力フィルタは切り換え信号を平滑化し、高い切り換え周波数を阻止して、変動マークスペース比率信号の平均を所要出力信号波形として出力する。D級増幅器の弱点は増幅される所要信号より著しく高い周波数で出力装置を切り換えなければならないことで、所要信号がマイクロ波のように既に高周波信号である場合には、実用的でないかもしれない。

[0017]

以上は、電力増幅器の効率を高めるために以前から多くの技術が使用されてきたことを示している。しかし、これらの技術にもかかわらず今後も、最大出力時でも最大出力以下でも高効率動作可能な電力増幅器に対する要求が厳格だろう。また、高効率の電力増幅器は無線通信システムで使用されるような高周波信号で動作することが望ましい。

[0018]

従来のDC/AC電力コンバータには、方形波インバータ、修正型正弦波インバータ、真の正弦波インバータがある。方形波インバータはDCからACへの電力変換を行うが、その方形波出力信号波形には奇数高調波エネルギーが多量に含まれることがある。出力波形に多量の高調波成分が存在すると効率的に動作しない電子装置がある。例えば、そのようなインバータからラジオやテレビに通電し

その他の従来技術による真の正弦波インバータには、例えば、ライン周波数、ライン周波数×3、ライン周波数×5・・・などの周波数で動作する複数の方形波インバータの出力を合成して、奇数高調波成分を相殺するものがある。そのようなコンバータは高効率を達成することができるが、波形精度が制限されるかもしれない。また、それらは一般に、オーディオ信号や無線信号などの一般波形ではなく、特定の波形に限ってDC/AC電力変換するように構成されている。

[0022]

また、入力波形がデジタル波形である場合に、デジタル・アナログコンバータ(D/A)を波形シンセサイザとして使用することが知られている。周知のタイプのD/Aコンバータは重み付け抵抗器D/Aコンバータである。重み付け抵抗器D/Aコンバータは重み付けされた抵抗値を使用するので、それらの抵抗は対応する2進デジットの数値に逆比例する。抵抗器は対応する複数のスイッチによって負荷に結合される。そのスイッチとして、電界効果トランジスタまたは相補的バイポーラトランジスタを使用することができる。Taub, Schilling共著の「Digital Integrated Electronics, 1977」の494~516ページ参照。

[0023]

上述のようなすべてのアプローチがあるにもかかわらず、高効率で波形合成ができる波形シンセサイザがまだ期待されている。

[0024]

(発明の概要)

本発明の目的は改良された電力増幅器および増幅方法を提供することである。

[0025]

また、本発明の目的は効率の高い電力増幅器および増幅方法を提供することである。

[0026]

また、本発明の目的は高周波領域で効率の高い電力増幅器および増幅方法を提供することである。

[0027]

ようすると、無縁干渉あるいはオーディオ干渉が生じることがある。方形波インバータに関するもう一つの問題は、従来の正弦波電源では、一般に波形のピーク値とrms値の比が $\sqrt{2}$ にならないことである。ある種の負荷、例えばランプの場合ならば、電源のRMS値が正確であるだけでよい。しかし、変圧器・整流器構成など、別の負荷ではピーク電圧レベルが正確でない限り正しく動作しない場合がある。したがって、方形波を使用する場合、すべての負荷が正しく動作するとは限らない。

[0019]

修正型正弦波インバータを使用することによって、上記問題は部分的に解決するかもしれない。修正型正弦波インバータは一般に、修正型方形波インバータであって、3つの出力波形レベル+Vpeak, 0, -Vpeak, 0...を反復シーケンスで出力するように変更されている。適切に選ばれた時間比率の0レベルを導入することにより、波形のピークとrmsの比が正弦波のものと同じになって、インバータから正しく通電できる正弦波動作作用の装置の範囲が広がる。しかし、この場合、波形の奇数高調波成分が増加することもある。高調波成分が多いときに効率が低下するモーターなどの負荷は、やはり効率的に機能しないかもしれない。したがって、従来技術においては、やはり「真の正弦波」インバータが必要であった。

[0020]

正弦波信号を高電力レベルまで増幅するためにB級線形増幅器を使用して真の正弦波インバータを作ることができる。しかし、そのような増幅器の場合、理想的なコンポーネントを使用するとしても、達成できる最大DC/AC電力変換効率は $\pi/4$ すなわち78.5%であろう。真の正弦波のインバータを作るため、別の従来技術手段では、高調波を除去するために方形波スイッチング装置とインダクタ/コンデンサ・フィルタとを組み合わせて、正方形スイッチング波形を正弦波出力波形に変換する。しかし、フィルタを使うインバータは非常に大きいフィルタリング部材を必要とし、負荷の量が変わると、十分な電圧降下ができない恐れがある。

[0021]

また、本発明の目的は最大出力電力以下の出力レベル範囲で効率の高い電力増幅器および増幅方法を提供することである。

[0028]

本発明によれば、Chireixのアウトフェーシング(outphasing)変調を用いて駆動される2つの増幅器を互いに結合することによって、上記目的およびその他の目的が達成され、これら増幅器は互いの有効負荷線に影響し合う。その結果、2つの増幅器は従来のDoherty増幅器より広いダイナミックレンジにわたって効率を維持することができる。

[0029]

更に具体的に、本発明はDC電源を使用して、変動振幅、変動位相のAC入力信号を増幅する装置を提供する。この装置はAC入力信号を定振幅、第1位相角をもつ第1信号と、定振幅、第2位相角をもつ第2信号とに変換するコンバータを有する。第1信号は第1増幅器で増幅され、第2信号は第2増幅器で増幅される。第1増幅器の電圧または電流が第2増幅器の電圧または電流と直交関係になるように、第1、第2増幅器は結合器によって相互結合され、負荷インピーダンスに結合される。

[0030]

詳細は後述するが、一実施例では、結合器は第1、第2増幅器を直列に相互結合するとともに負荷インピーダンスに結合する少なくとも1つの変圧器を有する。別の実施例では、結合器は第1、第2増幅器を相互結合するとともに負荷インピーダンスに結合する第1、第2の1/4波長伝送線を有する。

[0031]

本発明の別のアスペクトによれば、第1、第2増幅器は第1、第2の両方向性増幅器であって、AC入力信号の信号サイクルの一部分で第1、第1増幅器からDC電源に電流を流すことにより、エネルギーをDC電源に返す。その結果、一層の効率向上が期待できる。

[0032]

従って、Chireixのアウトフェーシング変調によって駆動される2つの相互結合増幅器が同様の動作を行い、互いの有効負荷線に対称的に影響し合っ

ピークと谷の両電力レベルを効率的にするとともに、電力増幅器より広いダイナミックレンジにわたって効率を維持することが可能である。同位相でない2つの増幅器が互いの負荷線に影響し合うと、信号波形サイクルの一部でDCソースから負荷に電流が流れ、そのサイクルの別の部分では電源に電流が流れ込む。負荷電力が減少すると同じ比率で電源の平均電力消費は減少し、それによって効率が維持される。ChireixとDohertyによる開示の場合、その時代の真空管は電流を逆方向に流すことができず、電流を電源に返すことができなかった。それとは対照的に、本発明では、両方向性装置を使用して構成された2つの増幅器が2つの個別波形、望ましくはデジタル合成波で駆動され、それらの出力は、例えば、高調波共振回路に接続された変圧器あるいは1/4波長線を用いて合成される。本発明によれば、Chireixのような一般性の利点と共に、Dohertyの技術よりさらに大きい効率改善が得られる可能性がある。

【0033】

本発明による電力増幅器の第1の実施例ではDC電源を使用して、変動振幅、変動位相のAC入力信号が増幅され、負荷インピーダンスに、増幅された出力信号電圧と出力電流が供給される。電力増幅器はAC入力信号を、定振幅、第1位相角をもつ第1信号および定振幅、第2位相角をもつ第2信号に変換するための手段を有する。

【0034】

また、電力増幅器は、第1信号を増幅して、定電圧振幅の第1出力信号電圧を生成する第1手段を有する。第1増幅手段は、DC電源から電流供給を受けるとともに電流をDC電源に返すこともできる両方向性増幅器装置を有する。また、第2信号を増幅して、定電圧振幅をもつ第2出力信号電圧を生成する第2手段も設けられる。第2増幅手段は、DC電源から電流供給を受けるとともに電流をDC電源に返すこともできる両方向性増幅器装置を有する。

【0035】

また、第1、第2出力信号電圧を直列に負荷インピーダンスに印加するための手段も設けられ、第1、第2出力信号電圧の和が増幅出力信号電圧として負荷イ

ンピーダンスに結合する第1の1/4波長伝送線路と、第2出力信号電圧を負荷インピーダンスに結合する第2の1/4波長伝送線路を結合手段に設けることが好ましい。負荷インピーダンスに入力ノードが含まれることが好ましく、そして、第1、第2の1/4波長伝送線路を介して第1出力信号と第2出力信号をその入力ノードに結合するための手段が結合手段に含まれることが好ましい。そうすれば、1/4波長伝送線路間のインピーダンス差によって調整 (scaled) された両方の電力増幅器に強制的に同じ電流を流すようにしてもよい。

【0040】

本発明の別のアスペクトによれば、変動振幅、変動位相の入力信号は3つ以上の定振幅、可変位相信号に変換される。3つ以上の定振幅、可変位相信号は個別の増幅器で個別に増幅される。そして、入力信号を所要電力レベルまで増幅した出力信号を生成するために、個別増幅された3つ以上の定振幅、可変位相信号が合成される。入力信号を3つ以上の信号に変換するとき、入力信号を所要電力レベルまで増幅して生成される出力信号が得られるように、それら定振幅、可変位相信号はそれぞれ位相制御される。

【0041】

好ましい実施例では、3つ以上の定振幅、可変位相信号を4つの定振幅、可変位相信号とする。4つの定振幅、可変位相信号は、出力信号の第1複素部を作るために合成される定振幅、可変位相信号からなる第1対と、出力信号の第2複素部を作るために合成される定振幅、可変位相信号からなる第2対とに分類されることが好ましい。第1対の定振幅、可変位相信号は、出力信号の第1複素部を生成するために逆回転方向に位相制御されることが好ましい。第2対の定振幅、可変位相信号は、出力信号の第2複素部を生成するために逆回転方向に位相制御されることが好ましい。3つ以上の定振幅、可変位相信号を個別に増幅する場合、飽和電力増幅器を使用することが好ましい。

【0042】

一実施例によれば、入力信号を所要電力レベルまで増幅して出力信号を生成するために、個別増幅された3つ以上の定振幅、可変位相信号を直列に合成することによって信号合成が行われる。直列合成は、それぞれが一次巻線、二次巻線を

ンピーダンスの端子間に現れて、インピーダンスに出力電流が流れ、そして、出力電流と直線関係にある増幅器電流が第1、第2両方の増幅手段の両方向性増幅器装置に流れる。DC電源にエネルギーを返すために、AC入力信号の信号サイクルの一部で第1、第2増幅手段からDC電源に電流が流れることが好ましい。

【0036】

直交変換器と、その直交変換器に結合された第1、第2直交変換器とが変換手段に含まれ、それぞれから第1、第2信号が生成されることが好ましい。また、第1、第2直交変換器に結合され、AC入力信号に 대응して同位相信号および直交信号を生成する直交信号発生器が変換手段に含まれることが好ましい。直交信号発生器をデジタル信号プロセッサとすることができる。また、変換手段自体はデータプロセッサを用いて実現できる。代替的に、ダイレクトデジタル周波数合成器など、位相変換機能を備えたデジタル周波数合成回路を用いて変換手段を構成することも可能である。

【0037】

上記実施例では、少なくとも1つの変圧器が直列結合手段に含まれることが好ましい。少なくとも1つの変圧器には、第1の一次、二次巻線を備えた第1変圧器と、第2の一次、二次巻線を備えた第2変圧器が含まれる。第1出力信号電圧は第1の一次巻線に結合され、第2出力信号電圧は第2の一次巻線に結合される。第1、第2の二次巻線は負荷インピーダンスの端子間で直列に接続される。

【0038】

本発明の別の実施例では、第1、第2出力信号電圧を負荷インピーダンスに結合するための手段が設けられ、第1、第2出力信号電圧の和に比例する電圧が増幅出力信号電圧として負荷インピーダンスの端子間に現れて負荷インピーダンスに出力電流が流れ、そして、出力電流と直線関係にある増幅器電流が第1、第2増幅手段の両方向性増幅器装置に流れる。

【0039】

上記結合手段と対照的に、この実施例の結合手段は、2つの増幅器を直列に負荷インピーダンスと結合する必要がない。その代わり、第1出力信号電圧を負荷

へ3個以上の変圧器を使用して実行することができる。それぞれの一次巻線は、3個以上の増幅器のそれぞれ対応するものと結合される。入力信号を所要電力レベルまで増幅して出力信号を生成するために、二次巻線は直列に結合される。代替的に、3つ以上の1/4波長伝送線路を使用して、3つ以上の増幅器からの信号を合成することもできる。各伝送線路には、第1、第2の端子がある。各第1端子は3つ以上の増幅器のそれぞれ対応するものと結合される。入力信号を所要電力レベルまで増幅して出力信号を生成するために、第2端子は相互に結合される。1/4波長伝送線路と等価的なネットワークも使用可能であろう。例えば、コンデンサーとインダクタを含むネットワークを使用することができる。

【0043】

入力信号を所要電力レベルまで増幅して出力信号を生成するために、3つ以上の定振幅、可変位相信号のそれぞれを位相変換、好ましくは直交変換することによって、3つ以上の各信号を位相制御することができる。位相変換には、3つ以上の定振幅信号にそれぞれ個別のPLLを使用することが好ましい。

【0044】

本発明の別のアスペクトによれば、変動振幅、変動位相信号は、総和が変動振幅、変動位相信号に等しくなる複数の定振幅、変動位相信号から生成される。1 Q波発生器は変動振幅、変動位相信号から余弦キャリア変調波形 $I(t)$ および正弦キャリア変調波形 $Q(t)$ を生成する。周波数発生器は余弦キャリア変調波形 $I(t)$ と相補波形 $Q'(t)$ の2乗和が一定になるように $I(t)$ から $Q'(t)$ を生成する。第1変調器は、余弦キャリア信号を $I(t)$ で変調して第1変調余弦波を送出する。第2変調器は、正弦キャリア信号を $Q'(t)$ で変調して第1変調正弦波を送出する。定振幅、変動位相信号を得るために、バタフライ回路などの回路を使用して第1変調余弦キャリアと第1変調正弦キャリアの和および差が生成される。

【0045】

第2の周波数発生器は相補波形 $I'(t)$ と正弦キャリア変調波形 $Q(t)$ の2乗和が一定になるように $Q(t)$ から $I'(t)$ を生成する。第3変調器は余弦波を送出信号を $I'(t)$ で変調して第2変調余弦キャリアを生成する。第4変調

図は正波搬送波信号を $Q(t)$ で変調して第2変調正波信号を生成する。第2セットの定振幅・変動位相信号を得るために、第1パッシング回路などの第2の回路を使用して第2変調余弦キャリアと第2変調正弦キャリアの和および差が生成される。

【0046】

このように、本発明は、3つ以上の定振幅・変動位相ベクトルを合成して、比較的位相変動の緩やかな所定の合成ベクトルを生成する。1つのアスペクトによれば、4つの定振幅電力ベクトルが合成される。第1対の信号ベクトルを生成、増幅、合成することにより、所要の結果における実数部を表す定振幅・変動位相ベクトルが生成される。第2対の信号ベクトルを生成、増幅、合成することにより、所要の結果における虚数部、すなわち実数部に対して直交なベクトルを表す定振幅・変動位相ベクトルが生成される。したがって、4つの定振幅ベクトルはそれぞれ、その所要位相変化速度が制限され、低いPLL帯域幅の使用が可能になる。

【0047】

好ましい実施例では、振幅変調された余弦搬送波信号および振幅変調された正弦搬送波信号を生成するために、余弦変調器および正弦変調器、すなわちI変調器およびQ変調器を含む第1直交変調器が使用される。次に、変調された余弦および正弦信号の加算、減算によって2つの逆回転定振幅ベクトルが生成され、その和は所要実数部に等しい振幅をもつ余弦信号になる。所要実数部の余弦変調器に適用されたI変調である。Q変調は $(I-I')$ の平方根であり、これにより、 $I+I'$ Qおよび $I-I'$ Qはともに定振幅になることが保証される。第1直交変調器は所要合成信号の所要の虚数部すなわちQ部で正弦キャリアを変調すると同時に、 $(I-Q')$ の平方根で余弦キャリアを変調し、これにより、 $I+I'$ Qおよび $I-I'$ Qが生成されたときに、それらは共に和が所要の虚数部となる逆回転定振幅ベクトルになることが保証される。そして、例えば4つのPLLを使用して4つの定振幅ベクトルが電力増幅され、その4つの変動位相は送信に適した最終周波数でそれぞれの電力増幅器の出力に送出される。

【0048】

一次巻線は直列状態で負荷と結合される。複数の変圧器の一次巻線と二次巻線の巻数比は関連デジットの位取り有意性に比例する。

【0051】

上述のように、本発明では両方向性増幅器を使用することが好ましい。両方向性増幅器として、ソースからドレインおよびドレインからソースへと、両方向に導通する電界効果トランジスタを使用することができる。代替的に、逆導通ダイオードを備えたバイポーラトランジスタも使用可能である。これらのバイポーラトランジスタはそれ自体を通して順方向の導通するとともに、逆導通ダイオードを通して逆方向にも導通する。その他の両方向性増幅器装置を使用することも可能である。

【0052】

DC/AC電力コンバータへの入力波形はDC入力波形で、出力波形は概略正弦波になる。あるいは、高効率の電力増幅器への入力波形はAC入力波形にすることもできる。また、デジタル入力波形を使用することもできる。

【0053】

本発明は2進入力波形に限定するものではない。2進変換法の場合、複数の方形波インバータで複数の両方向性増幅器を構成することができる。しかし、3進変換法にすることも可能であり、その場合、複数のゼロクランプ方形波インバータで複数の2進増幅器を構成すれば、正、ゼロ、負の出力電圧レベルが得られる。

【0054】

また、本発明の別のアスペクトによれば、少なくとも2つの最下位デジットに関連する少なくとも1つの線形増幅器が設けられる。線形増幅器は少なくとも2つの最下位デジットの合成値に比例する線形出力電圧を生成する。また、線形出力電圧は直列状態で残りの両方向性増幅器と共に負荷と結合される。

【0055】

(好ましい実施例の詳細説明)

発明の好ましい実施例を示した付図にしたがって、以下に発明の詳細を述べる。しかし、本発明は多くの異なる形態で実施可能であり、ここで開示される実

3つ以上の任意数、例えば3、の振幅・変動位相ベクトルを、それらの合成和が所要の変振幅・変動位相ベクトルになるようにして生成することが可能である。所要の変振幅・変動位相ベクトルには、実数部と虚数部に特定される2つの成分が含まれる。しかし、3つ以上の定振幅ベクトルを組み合わせると、過剰な自由度が生じ、本発明では、それを利用して任意のベクトルの最大位相変化速度を減少、好ましくは最小にするための解決策を選択する。この解決策はディジタル信号処理によってリアルタイムで計算することができるが、ディジタル変調の場合は代替的に、連続する変調シンボルの様々な組み合わせについてオフラインで計算し、それを後でリアルタイムの信号生成に使用するためにルックアップテーブルに保存しておくこともできる。増幅システムおよびその方法も提供される。

【0049】

発明の別のアスペクトによれば、波形シンセサイザは入力波形を成る基底に基づく数値コードシーケンスとして表し、数値コードは位取り有意性 (phase significant) にしたがって配列された複数のデジットを含む。複数の両方向性増幅器を設け、それぞれを各デジットに対応させる。両方向性増幅器はDC電源からの電流を消費するとともに関連デジットの値に基づいてDC電源へ電流を返し、その結果、関連デジットの値に比例する出力電圧レベルを生成する。複数の両方向性増幅器の出力電圧レベルは直列状態で、関連デジットの位取り有意性に基づいた重み付けにしたがって負荷と結合される。このように構成された波形シンセサイザは任意の信号波形に対して理論値100%の効率で動作することができる。これらの波形シンセサイザは、振幅および位相が共に変動する無線信号を効率的よく送信電力レベルまで増幅するために使用することができる。また、これらの波形シンセサイザは、出力波形を正弦波とするDC/ACコンバータとして使用することも可能である。

【0050】

本発明の好ましい実施例では、複数の両方向性増幅器の出力電圧レベルは、一次巻線と二次巻線を備えた複数の変圧器を使用して直列状態で負荷と結合される。それぞれの一次巻線は両方向性増幅器のそれぞれ対応する方と結合される。二

施例に限定されるものではなく、これらの実施例は記述を明快にすることにより、発明の範囲を完全に当業者に伝えることを意図したものである。この記述全般にわたって、同一構成要素には同一参照符号が付けられている。また、ここに記述される各実施例は、相補の導電型の実施例も含むものとする。

【0056】

図1は、1935年に初めてChireixの論文によって提案されたような方法、すなわち、2つの定振幅ベクトルを適切な相対位相で組み合わせることにより、1つの変動振幅ベクトルを合成する方法を示す。内側の円は1つの電力増幅器の最大振幅を示し、外側の円は2つの等しい電力増幅器の最大振幅を示す。図示されるように、所要振幅は $A(t)$ 、所要位相は $\phi(t)$ である。これは、最初に同位相信号 $I1$ と直交信号 $Q1$ を用い、次に同位相信号 $I2$ と直交信号 $Q2$ を用いることによって得られる。ただし、 $I1 = \cos(\phi - \alpha)$ 、 $Q1 = \sin(\phi - \alpha)$ 、 $I2 = \cos(\phi + \alpha)$ 、 $Q2 = \sin(\phi + \alpha)$ 、 $\alpha = \arccos(A/2)$ とする。

【0057】

Chireixの時代は現代と違って、位相の異なる2つの信号を高精度で生成するディジタル信号処理技術は存在しなかった。ディジタル合成されたベクトル波形 $I1$ 、 $Q1$ 、 $I2$ 、 $Q2$ で駆動される2つの直交変調器202、204と、直交変調器206を用いて実現する現代の方法は図2で示される。

【0058】

2つの電力増幅器212、214、例えば出力 $P_{max}/2$ のC級増幅器を付加して、その出力をハイブリッドまたは-3dB方向性結合器220 (結合係数 $k=0.7071$)で結合することができる。ハイブリッドまたは方向性結合器220から効率的に和および差信号が得られる。差ポートおよび和ポートを同じインピーダンスで終端することにより、2つの電力増幅器間が分離され、相互間の電力(電圧または電流)の移動がなくなる。和信号は、両方の増幅器が同位相で駆動されるときは P_{max} まで上昇し、位相差180度で駆動されるときはゼロになる。その中間では、相対位相を α とすれば、電力は $P_{max} \cdot \cos^2(\alpha)$ で表される。差出力は $P_{max} \cdot \sin^2(\alpha)$ であり、和出力は常に P_{max}

axである。

[0059]

所要出力 $P(t)$ が P_{max} 以下のとき、差 $P_{max}-P(t)$ は差ポートに現れ、通常消失する。出力が P_{max} 以下のときはバッテリー電流が減少しないので、この場合の平均効率 η は、B版の場合の計算値より更に劣るかもしれない。一方、総増幅器より高い効率(P_{max} での効率)で定包絡線増幅器を実現できる可能性があるため、実際には有利な場合もある。しかし、仮にC版の効率が100%になったとしても、この構成の効率 η は、ピークと平均の電力比が3dBのとき50%、そしてピークと平均の電力比が6dBのとき25%である。

[0060]

効率向上のために、上記Dentの特許において出願人は、出力結合器の差ポートで通常消散するエネルギーを回収することを提案した。消散エネルギーを整流して、DC電流をバッテリーに戻すために、廃棄エネルギー回収用整流器(waste energy recovery rectifier)222が使用される。マイクロ波を使用する無線送電に関する研究で実証されているように、マイクロ波帯域用でも非常に効率的な整流器が製作可能であることが知られている。

[0061]

デジタル変調信号の場合、現データビットから更に除去されるデータビットの影響は無視できるので、データビット区間に必要な相異なる1、Q波の個数は、2の「現ビットを囲む少数ビットの個数」乗に限定される。したがって、2のN乗個の近傍ビット組合せについて波形1、Q1、12、Q2を再計算してメモリに保存し、必要な時に取り出すことができる。このようにして、アークコサインのリアルタイム計算を回避することができる。

[0062]

図3は、本発明による電力増幅器300を示している。電力増幅器300はDC電源 V_{cc} 328を用いて、変動振幅、変動位相のAC入力信号332を増幅し、増幅出力信号電圧と出力電流をインピーダンス R_L 326に供給する。たとえば、負荷インピーダンス326はアンテナ、DC電源328はバッテリーと考える。

[0067]

図3において、結合器320は第1変圧器322、第2変圧器324を有する。それらの二次巻線322b、324bは直列状態で負荷インピーダンス326の両端に結合される。一次巻線322a、324aはそれぞれ第1増幅器312、第2増幅器314の出力316、318に結合される。従って、第1出力信号電圧 S_1 と第2出力信号電圧 S_2 の和によって、負荷インピーダンス326の端子間に印加される増幅出力信号電圧が形成されるとともに、負荷インピーダンスを流れる出力電流が形成される。両方の第1、第2増幅器312、314の両方向性増幅器装置には、出力電流と直線関係にある増幅器電流が流れる。

[0068]

変圧器322、324により、接続に対する出力の直列結合が容易になる。この直列結合により、両方の増幅器312、314の出力回路に同じ電流、すなわち負荷電流またはそれに比例する電流が確実に流れる。

[0069]

2つの増幅器を互いに分離する図2の出力結合器を省略すると、増幅器間の相互影響あるいは相互作用が生じる。特に、2つの増幅器が異なる位相で駆動されて出力信号 S_1 が $-S_2$ に等しくなると、負荷インピーダンス R_L に供給される増幅器出力の和がゼロになって、負荷電流が流れない。したがって、直列結合のため、増幅器装置に流れる電流もゼロになって、両増幅器の電流と負荷電流が等しくなることが保証される。増幅器装置に電流が流れなければ、DC電源電圧 V_{cc} の消費電流もゼロである。したがって、瞬時負荷電力がゼロの時さえ電源からの一定電力を消費するように結合された図2の電力増幅器と違って、図3の構成は瞬時出力電力の減少に伴って電流消費が減少する。

[0070]

図4は、本発明による電力増幅器の第2実施例を示す。図4で示されるように、電力増幅器400は図3の電力増幅器300に類似している。しかし、第1、第2増幅器312、314を負荷インピーダンス326に結合するインタラクティブ結合器320'は第1、第2の1/4波長伝送線422、424によって実現される。負荷インピーダンスには入力ノード440が含まれ、その入力ノード

[0063]

図3において、電力増幅器300は、AC入力信号332を定振幅、第1位相角をもつ第1信号306と、定振幅、第1位相角をもつ第1信号308に変換するための変換手段330を有する。変換手段330は1、Q1、12、Q2信号を生成するデジタル信号プロセッサ(DSP)334で構成することができる。第1直交変調器302、第2直交変調器304は直交変調器310と、同位相信号、直交信号11、Q1、12、Q2とに応答して、それぞれ第1信号306と第2信号308を生成する。変換手段330の設計および動作や、個々の構成部材は周知のものであって、ここで当業者に詳しく説明する必要はないと考える。

[0064]

図3において、第1増幅器312は第1信号306を増幅して、定電圧振幅の第1出力信号電圧 S_1 (316)を出力する。詳細は後述するが、第1増幅器312は、DC電源から電流供給を受けると共にDC電源に電流の供給もする両方向性増幅器装置を含むことが好ましい。従って、第1増幅器312とDC電源328との接続は双方向であるように示されている。

[0065]

図3において、第2増幅器314は第2信号308を増幅して、定電圧振幅の第2出力信号電圧 S_2 (318)を出力する。上述のように、第2増幅器314もまた、DC電源から電流供給を受けると共にDC電源に電流の供給もする両方向性増幅器装置を含むことが好ましい。増幅器312、314としてC版電力増幅器が使用することができるが、他の版の電力増幅器も使用可能である。

[0066]

図3において、第1、第2増幅器312、314は、第1増幅器の電圧または電流が第2増幅器の電圧または電流と直線関係になるように結合器320によって相互に結合されるとともに、負荷インピーダンス326に結合される。結合器320は従来のChireix回路で使用された方向性結合器と対比することができる。特に、結合器320は第1、第2増幅器を互いに分離せず、第1、第2増幅器を互いにインタラクティブに結合するので、互いの負荷線が影響し合う。

440に第1、第2の1/4波長伝送線422、424を結合することが好ましい。

[0071]

図4に示されるように、2つの1/4波長線422、424を用いて、1/4波長離れた並列接続によって更に実用的にマイクロ波波長の直列接続が得られる。2つの1/4波長線の出力を並列にすると、それら出力電圧は入力ノード440において必ず等しい値(V_0)になる。したがって、それら線のインピーダンスが等しければ、1/4波長離れた電力増幅器312、314における電流は等しくなり、図3の直列接続と同様の状態が得られる。伝送線201、202のインピーダンスが等しくなければ、電力増幅器出力電流11、12は、線のインピーダンス比に反比例して変化する。

[0072]

理想的には、各電力増幅器はそれぞれの1/4波長線の端部における出力振幅が V_{cc} になる。その端部で電圧が等しくなると、1/4波長離れた他端の電流が等しくなるはずである。線インピーダンスが等しくない場合、線の接合点における電流はそれぞれ V_{cc}/Z_{01} と V_{cc}/Z_{02} になる。そして、総出力電流は、 $I_0 = V_{cc}(1/Z_{01} + 1/Z_{02})$ となり、線インピーダンスが等しければ $2V_{cc}/Z_0$ となる。

[0073]

相対的に位相の異なる電流 $V_{cc} \cdot \exp(j\alpha)$ および $V_{cc} \cdot \exp(-j\alpha)$ が電力増幅器から発生すれば、合計出力電流は次のようになる。

$$I_0 = V_{cc} \left(\frac{\exp(j\alpha)}{Z_0} + \frac{\exp(-j\alpha)}{Z_0} \right) = 2V_{cc} \cdot \cos(\alpha) / Z_0$$

ただし、等しいインピーダンス Z_0 をもつ線を仮定する。

[0074]

したがって、電圧 V_0 は次のように表される。

$$I_o \cdot R_L = \frac{2V_{CC} \cdot R_L \cos(\alpha)}{Z_o}$$

その結果、電力増幅器電流は次のようになる。

$$\frac{2V_{CC} \cdot R_L \cos(\alpha)}{Z_o}$$

これは各電力増幅器のピーク電流が $\cos(\alpha)$ だけ減少したことを示しており、この減少はハイブリッド結合の場合にはなかった。 $\alpha=90$ 度のとき、電力増幅器は逆位相になって出力信号 V_o 、 I_o はゼロであり、また、増幅器が V_{CC} 出力スイング一杯まで駆動されても、電力増幅器電流は同様にゼロになる。これは、あたかも負荷インピーダンスが無限大まで増加したような状態である。したがって、また、 α (DSPコードにおける) を変調することによって、電力増幅器から見た有効負荷インピーダンスも変調され、瞬時所要出力電力だけが発生する。

【0075】

最大効率を得るためには、電力増幅器の出力回路に高周波電流が流れないことが好ましい。これは、基本波に対して低いインピーダンス、高周波に対して高いインピーダンスになるように、直列共振回路を電力増幅器出力端子と直列に接続することによって達成される。しかし、代替的に、図5の増幅器500で示されるように、2つの1/4波長線間のノードで1/4波長離れた単一のシャント共振回路550を接続することもできる。シャント共振器によって、線の接合点(ノード440)における電圧波形が正弦波にされるので、1/4波長離れた電力増幅器装置での電流も正弦波にされる。

【0076】

上述のように、第1、第2増幅器312、314は、それぞれDC電源326から電流供給を受けると共にDC電源に電流の供給もする両方向性増幅器装置を含むことが好ましい。従って、AC入力信号332の信号サイクルの一部分で第1、第2増幅器からDC電源に電流が流れ、エネルギーをDC電源に返す。図6は本発明による両方向性増幅器装置を含む電力増幅器を示す。

(36)

特表2002-510927

$$\frac{I_{pk}}{2\pi} \left[\int_0^{\pi-\alpha} \sin(\theta) d\theta - \int_0^{\alpha} \sin(\theta) d\theta \right] = I_{pk} \cos(\alpha)/\pi$$

となり、同位相電流と比較すると、係数 $\cos(\alpha)$ 分だけ減少する。

【0080】

図6では、分離電源 $-V_{CC}/2$ および $+V_{CC}/2$ からの平均供給電流は、 $\alpha=0$ のとき、 I_{pk}/π で計算される。したがって、両電源からの総電力は

$$I_{pk} V_{CC}/\pi \quad (1)$$

となる。

【0081】

シングルエンデッド電力増幅器出力の方形波電圧スイングは、 $-V_{CC}/2$ から $+V_{CC}/2$ までの $V_{CC}/2$ ピークまでであって、インピーダンス Z_o の1/4波長線の終端部における電流は、ピーク電流を $\pm V_{CC}/2 Z_o$ とする方形波になるはずである。方形波の基本波成分はピークの $4/\pi$ 倍であるから、図5の共振器を駆動する基本波電流は次のようになる。

$$\frac{2V_{CC}}{\pi \cdot Z_o} \text{ peak} \quad (2)$$

この電流により、下記のピーク負荷電圧が発生する。

$$\frac{2V_{CC} R_L}{\pi \cdot Z_o} \quad (3)$$

その結果、負荷電力は、 $1/2 \times$ ピーク電流 \times ピーク電圧になる。

$$= \frac{2V_{CC}^2 \cdot R_L}{(\pi \cdot Z_o)^2} \quad (4)$$

式(3)は1/4波長線の端部における共振器の正弦波電圧スイングを与える。したがって、この線上の電力増幅器装置の端部における電流は、これを Z_o で除算したものの、すなわち、次の式で表される。

(35)

特表2002-510927

【0077】

図6に示されるように、電力増幅器312は、正と負の電源328a、328bの間にそれぞれ結合されるP型電界効果トランジスタ602とN型電界効果トランジスタ604を有する。入力信号332はP型電界効果トランジスタ602とN型電界効果トランジスタ604に結合される。これら電界効果トランジスタにより、1/4波長線423に供給される出力信号が生成される。第1増幅器314についても同様に考えることができる。

【0078】

α が $0 \sim 90$ 度のときは図6に示されるように、電力増幅器装置の正弦波電流は装置のオン/オフ・スイッチングと同位相にならない。また、図6で示されるように、電源からの平均電流は、ピーク電流 I_{pk} に関するもう一つの係数 $\cos(\alpha)$ にしたがって減少する。また、 I_{pk} も $\cos(\alpha)$ にしたがって減少するので、正味供給電流は α の変調によって出力電力が減少する時の係数と同じ $\cos^2(\alpha)$ にしたがって減少する。したがって、供給電力と負荷電力の変化は互いに同方向であり、値に差が有っても無くとも同じ理論効率が維持される。これは、入力信号サイクルの一部分で電流を逆方向に流してエネルギーをバッテリーに戻すことができる両方向性電力増幅器装置を使用することに依存する。

【0079】

理想的な両方向性装置を使用した場合の理論上の効率が100%であることは、図6に示されるように、シングルエンデッド・プッシュプル出力段のコンテキストから理解できる。 $0 \sim (\pi - \alpha)$ の領域「a」では、電流は $-V_{CC}/2$ から負荷に流れ、N型デバイスがオンになり、プルダウンされる。この状況では、 $-V_{CC}/2$ ソース328bから負荷にエネルギーが流れる。領域「b」では、電流はまだ負であるが、P型装置はオンである。これは、電流およびエネルギーが $+V_{CC}/2$ ソース328aの方向に戻ることを意味する。領域「c」においてP型装置がオンの間、電流 $V_{CC}/2$ (328a) から負荷に電流が流れる。そして、領域「d」においてN型装置オンになっても、電流はまだ負であり、電流およびエネルギーは電源 $-V_{CC}/2$ (328b) に送り返される。したがって、それぞれ $-V_{CC}/2$ 電源、 $+V_{CC}/2$ 電源から流れる平均電流は

(37)

特表2002-510927

$$I_{pk} = \frac{2V_{CC} \cdot R_L}{\pi \cdot Z_o} \quad (5)$$

方程式(5)の I_{pk} を方程式(1)に代入すると、総DC入力電力はつぎのようになり、

$$= \frac{2V_{CC}^2 \cdot R_L}{(\pi \cdot Z_o)^2} \quad (6)$$

これは式(4)と同じであり、効率が100%であることを表している。

【0082】

方形波から正弦波に出力変換するために無損失フィルタリングを行うスイッチモードインバータの効率が理論上は100%になることはよく知られている。しかし、図7の送信機に含まれる図3〜図6の構成では、変動振幅信号の場合、あるいは送信機がフル出力以下のときでも、効率は維持される。図7の増幅器700はスイッチモード(D型)電力増幅器を使用することができる。負荷326はアンテナである。上述のように、本発明には効率に関する理論上の制限がなく、理想的な装置を使用した場合でも既に理論効率が100%に満たない従来技術による電力増幅器と比較して、本発明は出発点で優れている。

【0083】

本発明では、変動振幅、変動位相の複素変調信号を定振幅・変動位相の2つの変調信号に変換するために、ディジタル信号プロセッサ(DSP)334等の手段が使用される。そして、それぞれの位相変調信号で変調された2つの信号を生成する手段が使用される。図2に示されるように、その手段の一つとして、それぞれの位相変調信号の余弦と正弦によってそれぞれ駆動される2つの直交変調器302、304が使用される。図8には別の手法が示されており、これは、被変調フラクショナルNシンセサイザ(modulatable fractional-N synthesizer)802、804等、それぞれ位相変調可能な2つの周波数シンセサイザを使用する。被変調フラクショナルNシンセサイザはアキュムレータを備えており、シンセサイザで制御される発振器812、814の位相がアキュムレータ値によって決定する。通常、フラクショナルNシンセサイザにおいて、アキュムレータはスロー値の反復加算によって連続的に(ラップアラウンドを伴って)増大し、それ

によって周波数オフセットが生じる。位相を変える際、位相変化に等しい値を一度だけ加算することによってアキュムレータを飽和させることができる。この構成は図8に示される。

[0084]

2つの個別フラクショナルNシンセサイザ (fractional-N synthesizer) 802、804を使用すると、加算されたデルタ位相値の整合的な性格として同期が失われることがある。したがって、同期を維持するために、実際には、2つのシンセサイザを単一チップ上に形成することが好まれる。また、1997年7月30日付けで出願され、本出願人の譲受人に譲渡された米国特許出願No. 08/902,836で開示され、本出願に引用として包含される「reciprocal fractional-N」と呼ばれるタイプのシンセサイザは、固定参照周波数で制御される参照ディバイダを制御するので、2つの被変調シンセサイザを必要とする場合には有利かもしれない。

[0085]

もう一つの直接位相変調可能なシンセサイザ技術はDDS (DIRECT Digital synthesizer) であり、これはアキュムレータを用いて連続的に $(\omega t + \phi)$ の値を計算して、正弦波ルックアップテーブルを使用して最有意部分を正弦波に変換する。また、位相変調された信号を生成するための他の従来方法も本発明に使用することができる。

[0086]

変動振幅、変動位相信号を直接的に増幅するための送信電力増幅器は、送信信号に必要な瞬時振幅、瞬時位相をもつ合成信号を生成するために、定振幅、第1位相をもつ第1増幅器ドライブ信号と、定振幅、第2位相をもつ第2増幅器ドライブ信号とを生成する信号発生器を有する。第1ドライブ信号は第1アクティブ増幅器装置を用いた第1電力増幅器によって増幅され、第2ドライブ信号は第2アクティブ増幅器装置を用いた第2電力増幅器によって増幅され、そして第1、第2増幅器装置は飽和領域まで駆動されることが望ましい。

[0087]

第1電力増幅器の出力は2つの1/4波長線によって接続され、各線は一端で

それぞれのアクティブ装置に、他端で共通接続点に接続される。代替的に変圧器を使用することも可能である。

[0088]

共通接続点にシャント共振回路を設けることにより、共通接続点における電圧を正弦波にすると共に、第1、第2位相角の差の半分の余弦に比例させることができる。したがって、シャント回路により、増幅器装置のピーク電流を正弦波にすると共に同じ余弦に比例させることができる。

[0089]

これら装置の正弦波電流の位相は、前記第1、第2波形の差の半分だけプラスおよびマイナス方向にそれぞれのドライブ波形からずれることになり、1サイクルの一部分でDC電源から電力が供給され、そのサイクルの別部分では増幅器装置の逆方向導通によって電力が電源に返される。その結果、余弦に等しいもう一つの係数にしたがってDC電源の平均消費電流を減少させることができる。したがって、DC電源で消費される正味電力は余弦の2乗に比例し、負荷に供給される正弦波電力と同じ割合で減少する。したがって、瞬時振幅の減少における効率を、実用装置の限界範囲内で常にピーク出力振幅のときと同じ効率を維持することができる。

[0090]

理想的な装置を使用した場合の本発明による線形増幅器の理論上の効率は、出力レベル低下時でも100%であり、その結果、高効率を達成するために従来技術による増幅器よりも出発点で優れている。例えばB級タイプでは、理想的な装置を使用した場合の理論上の効率はフル出力時でも、わずか78.5%である。

[0091]

振幅、位相ともに変化する信号を生成するために発明を適用する場合、所要の位相変化と振幅決定位相成分の和および差にしたがってそれぞれ位相変化する信号が2つの定振幅増幅器によって生成される。両方の位相成分が同じ方向に変化する場合には、位相和の変化が速くなる。逆の条件では、位相差の変化が速くなる。したがって、複素平面の原点(0,0)の近傍を通る軌道が所要信号ベクトルに含まれるとき、一方の位相が他方の位相より速く変化し、位相変化速度が

非常に大きくなる。ベクトルが正確に原点を通る場合、すなわち信号振幅がゼロになると、両方の位相変化は無限の微分値をもつ。しかし、原点のごく近くを通るベクトルの場合には、位相微分値を任意に大きくすることができる。

[0092]

被変調PLLを使って位相だけが変動する定振幅信号を生成できることは、潜在的に有利である。しかし、一般にPLLによる位相変換速度はそのループ帯域幅によって制限される。PLLによる不要ノイズの除去を容易にしてノイズの送信を避けるために、広すぎるループ帯域幅を使用しないことが好ましい。しかし、PLLの帯域幅が狭いと、原点近くを通る複素信号ベクトル軌道を高精度に再現する能力が制限されるかもしれない。本発明によれば、この設計上の利害対立が解決され、複素信号軌道の再現精度に影響を与えずに、より望ましいPLLパラメータの使用が可能になる。

[0093]

第1のアスペクトは図9にしたがって記述される。図9は、実数部Iと虚数部Qの個別合成による複素ベクトルZの合成を示す。これらはそれぞれ定振幅、逆回転、可変位相ベクトル対を加えることによって合成される。このように、図9は4つの定振幅ベクトルV1、V2 (実数部Iを形成する組合せ)、V3、V4 (虚数部Qを形成する組合せ) の加算を示す。

[0094]

1対のベクトルを使用して実数部か虚数部だけを合成する利点は、符号変換時に実数部か虚数部だけの軌道が原点を通過することである。その値がゼロを通過する速度は合成複素信号の有界帯域幅によって制限される。したがって、有界帯域幅信号を合成するとき、それぞれ4つのベクトルV1、V2、V3、V4の回転速度は有限であることが保証される。また、プラス側最大振幅とマイナス側最大信号振幅の間で変動する実数部または虚数部を生成するためには、それぞれのベクトルが平均位相から ± 90 度だけ回転すればよい。したがって、各ベクトル位相が完全に360度回転し、更に360度の位相まで回転し続ける必要がある場合、定振幅ベクトルを2つだけ使用する場合と比較して、PLLの設計が容易になり得る。

[0095]

図10は本発明に従って4つの定振幅電力増幅器、1011a、1011b、1011c、1011dを結合した構成を示す。所要の送信信号に関する情報が4フェーズ変調器1010に供給され、その情報は、例えば複素信号の実数部Iの波形(正弦キャリア成分)と虚数部Qの波形(正弦キャリア成分)で記述することができる。変調器1010から下記4つの定振幅、変動位相信号が発生する。

$$\begin{aligned} e^{j(\omega t + \phi_1)} \\ e^{j(\omega t + \phi_2)} \\ e^{j(\omega t + \phi_3)} \\ e^{j(\omega t + \phi_4)} \end{aligned}$$

ただし、 $\phi_1 = \arccos(1)$ 、 $\phi_2 = -\phi_1$ 、 $\phi_3 = 90 - \arccos(Q)$ 、 $\phi_4 = 180 - \phi_3$ 、そして「w」は別の入力に供給可能なキャリア周波数信号の周波数である。

[0096]

ARCCOS関数は引数が1を超えると不定になるので、所要の信号 $Z = I + jQ$ はピーク振幅が決して1を超えない値、好ましくは1よりわずかに低い値になるように適切にスケールリングされる。所要電力レベルへのスケールリングは増幅器1011a、...、1011dによって実行される。図9のベクトルV1、V2に対応する増幅器1011a、1011bの出力は変圧器1012a、1012bによって直列に加算され、実数部Iが生成される。実数部Iは正側振幅から負側振幅までの振幅変調、すなわちDSBSC変調(Double-Sideband, Suppressed Carrier)された正弦キャリア成分だけを含む。同様に、図9のベクトルV3、V4に対応する増幅器1011c、1011dの出力は変圧器1012c、1012dによって直列に加算されて、DSBSC変調された正弦キャリア成分である虚数部Qが生成される。そして、すべての変圧器の出力は、IとQを加算するために直列に結合されて所要の複素信号変調 $Z = I + jQ$ が得られる。

[0097]

原出願から明らかなように、直列結合により、総出力信号への電圧寄与とは無

関係に全増幅器装置に同じ出力すなわち同じ負荷電流が、その電流が増幅器の電圧寄与と同位相であるとき、その増幅器はDC電源から負荷に電力を供給する。増幅器の電圧寄与が負荷電流と逆位相になると、両方向性出力装置が使用されていれば、その増幅器は同相整流器として機能し、DC電源に電流を戻す。増幅器の電圧寄与が負荷電流の位相から90度ずれているとき、AC信号サイクルの一部でDC電源から電流が消費され、そのサイクルの他の部分ではDC電源に戻されるので、電源からの正味電流が平均して消費されるのではない。したがって、増幅器1011a、...、1011dが共通DC電源（図示せず）から消費する平均消費電力が出力回路あるいは負荷に供給される電力に相当し、それは所望信号波形Zだけに対応する。したがって、理想的な両方向性増幅器装置を使用したとき、増幅器の理論上の効率率は100%であり、それに対して、従来技術による線形増幅器の場合、理想的な装置を使用しても理論上の効率率が低い。

[0098]

超短波やマイクロ波動作には、適切なインピーダンスの1/4波長伝送線路を用いて、増幅器から1/4波長離れた並列結合によって更に実用的な形式の直列結合が可能になることが図出願で示されている。インピーダンスの選択は、所要出力電力を得るために増幅器が負荷インピーダンス、例えばアンテナに整合するように行われる。また、1/4波長結合線の長さは、増幅器装置の出力キャパシタンスを格納するために必要に応じて短くする必要がある。また、例えば図13で示されるπネットワーク構成1302のように、個別のインダクタとコンデンサを用いて1/4波長結合線回路を構成することができる。それぞれのπネットワークC1、L、C2の第1コンデンサC1は増幅器装置の出力キャパシタンスを吸収し、第2コンデンサC2は単一のキャパシタンス4C2に結合される。このようなネットワークは、なるべく多くの奇数高調波に対して増幅器インピーダンスが高くなるようにするように追加のLC部品を使用して設計することが好ましく、そして増幅器はキャリア周波数の偶数高調波を抑制するプッシュプル増幅器にすることが好ましい。

[0099]

図11は図10の4フェーズ変調器1010の一構成の詳細を示す。I信号は

過フィルタリングによってアナログ信号に変換される。

[0102]

平衡変調器の1101a、1101b、1101c、1101dは、例えばギルバートセル（Gilbert Cell）として知られているタイプで、半導体プロセスで容易に製作可能である。ギルバートセルからの出力信号は平衡（すなわち、プッシュプル）電流であるから、2つのギルバートセルの出力を並列接続で加算することによって、電流和が得られる。そして、一方のギルバートセルを逆接続すれば減算することができる。このように、ギルバートセルの出力を並列に接続し、一方のギルバートセルを減算用に逆接続することによって、パタフライ回路1102a、1102bが得られる。和を形成するための1つの平衡出力と差を形成するための同様の平衡出力を得るために、ギルバートセルからの電流出力を電流ミラーによって複製することができる。また、本出願に包含される引用によれば、データ信号を変調する際に、全体のシグマデルタビットストリームを前計算し、種々の有限長データシンボルシーケンスのためにルックアップテーブルに保存しておき、正しいシグマデルタ波形を呼び出すときには変調データシーケンスをもつテーブルにアドレスすることができる。

[0103]

位相変調された信号だけから送信信号を合成する潜在的利点の1つは、出力周波数でそのまま動作して、従来の直交変調器で達成可能なものより大きい電力を出力する発振器に適用可能なことである。したがって、電力増幅器は比較的小さい増幅で発振器出力を増幅することができるので、無線音の広帯域増幅が可能になる。電力増幅器による広帯域雑音の増幅を防止することにより、同一機器またはセルラ電話などの近くの機器における送信機から受信機に対する干渉を回避することが容易になる。また、本発明者に付与された米国特許第5,535,432号には、最初に送信中間周波数の位相変調信号を生成し、次にその位相変調をPLL経由で送信周波数VCOへ転送する手法が記載されており、その開示は、参照によりここに包含されると共に、L. M. Ericssonによって製造され、1992年以来ヨーロッパで販売されているGSMデジタルセルラ規格標準の携帯電話に採用されている。本発明によるこのスキームの一応用面を図12

第1平衡変調器1011aに入力される正弦波キャリア成分との乗算により、 $I \cos(\omega t)$ が生成される。I信号は関数発生器1100aにも供給され、そこでIとQ'の2乗和が一定になるように、Iから信号Q'が導出される。これは関数発生器1100aで実行される関数 $f(x)$ が $\sqrt{1-x^2}$ ならば達成される。Q'は第1平衡変調器1101bに入力され、正弦波キャリア成分との乗算により、 $Q' \sin(\omega t)$ が生成される。パタフライ回路1102aによって変調器1101a、1101bの出力の和と差の両方が下記のように形成される。

$$I \cos(\omega t) + Q' \sin(\omega t)$$

$$I \cos(\omega t) - Q' \sin(\omega t)$$

ただし、双方とも、振幅 $\sqrt{I^2 + Q'^2}$ で、一定である。これら2つの定振幅駆動信号は図9のベクトルV1、V2と、図10の駆動増幅器1011a、1011bとに対応する。

[0100]

所要のQ信号成分は同様の回路に入力されるが、この場合、Qと正弦波キャリア成分が平衡変調器1101cで乗算され、関数発生器1100bを用いて導出された信号I'と正弦波キャリアが平衡変調器1101dで乗算される。そして、パタフライ回路1102bによって変調器1101c、1101dの出力の和と差、すなわち2つの定振幅信号 $Q \sin(\omega t) + I' \cos(\omega t)$ と $Q \sin(\omega t) - I' \cos(\omega t)$ が形成され、これらは図9のベクトルのV3、V4と、図10の駆動増幅器の1011c、1011dとに対応する。

[0101]

一般に、送信情報はコード化され、コード化情報はディジタル信号処理によってベースバンド変調信号I、Qに変換される。最初にディジタル信号処理によって数値サンプルシーケンスとしてIとQを生成し、次にD/Aコンバータによってそれらをアナログ波形に変換することができる。本発明者に付与され、引用により本出願に包含される米国特許第5,530,722号には、D/Aコンバータを省略するための手法が示されている。その手法によれば、数値I/Qサンプルストリームが高ビットレートのシグマデルタ変調に変換され、次に低域通

に示す。

[0104]

図12において、送信中間周波数（TXIF）の位相変調信号が4フェーズ変調器1010'で生成される。送信周波数用電圧制御発振器1215aで送信周波数 F_{tx} の信号が生成され、電力増幅器1211aで増幅される。発振器1215aからの出力の一部はダウコンバーティング・ミキサ1214aに供給され、所要送信周波数 F_{tx} からTXIFだけオフセットされる周波数 F_{lo} の局部発振器信号とヘテロダイン混合される。すなわち、

$$F_{lo} = F_{tx} \pm TXIF$$

[0105]

セルラ電話では、局部発振器信号は受信部で既に使用されている周波数と同じことがよくあり、これは適切にTXIFを選ぶことによって保証されるので、デュプレックススペーシングとして知られる量だけ送信周波数を受信周波数からずらしている。

[0106]

周波数TXIFのヘテロダイン・ダウコンバータ（ミキサ1214a）から出力される差周波数の位相は、位相検出器1213aによって、変調器1010'からの位相変調TXIF信号の位相と比較される。比較された位相が一致しない場合、ループフィルタ1216a内に集積された位相検出器1213aから位相誤り信号が出力され、修正制御信号がVCO1215aに供給されて、VCO1215aの位相および周波数が変調器1010'からの位相変調に追従するように制御される。

[0107]

要素1213a、1214a、1215a、1216aと、電力増幅器1211aを有する全体のPLL位相転送回路1220aは、他の3フェーズチャンネルのために1220b、1220c、1220dとして複製される。図12の4フェーズ変調器1010'は、I、Q入力の代わりに単一のデータ入力を備えている。したがって、4フェーズ変調器1010'は上述のように例えば前計算ルックアップテーブルを使用してデータシンボルシーケンスをI、Q波形に変換す

ることを前提とする。

[0108]

異なるチャンネル間で送信出力周波数が変わるとき、局部発振周波数 F_{LO} を変えるだけで十分であり、生成される送信信号は F_{LO} への変化に合わせて新しいチャンネルへ変化する。PLLを使用して位相変調を出力周波数に移す利点は、高精度で変調を通過させるために十分な帯域幅をもつPLL帯域幅をループフィルタ16a、...、16dによって決定するだけでよいので、電力増幅器1211a、...、1211dで増幅され、受信機に干渉する恐れのある広帯域雑音を除去することが容易なことである。

[0109]

発明の別のアスペクトは以下に述べるように、3つ以上の定振幅ベクトルを組み合わせて可変位相、定振幅ベクトルを合成する更に一般的な発明原理に対応する。上記図述において、4つのベクトルを組み合わせた一つの特別なケースについて図9〜図13にしたがって詳細に説明した。その例では、所要複素信号ベクトルの実数部と虚数部を得るために、ベクトルは対で合成された。その一つの目的は、どのベクトルにも大きい位相変化速度を必要としないようにすることであった。3つ以上の定振幅ベクトルを使って複素ベクトルを合成する際に過剰な自由度によって、任意のベクトルに要する最大位相変化速度の減少を意図することが、より一般的かもしれない。この位相変化速度最小化による解決策は必ずしも、2つのベクトルを組み合わせて実数部を生成し、2つのベクトルを組み合わせて虚数部を生成するわけではなく、5つのベクトルのうち3つを使う場合には、解決策にはならないだろう。

[0110]

この一般問題は下記のように数学的に表現することができる。

所要の複素波形を

$$\sum_{i=1}^N a_i e^{j\phi_i(t)} = Z(t)$$

として、

$$\begin{pmatrix} \dot{\phi}_1 \\ \dot{\phi}_2 \\ \vdots \\ \dot{\phi}_N \end{pmatrix} = A^T [A A^T]^{-1} \begin{pmatrix} \dot{Z}(t) \\ -I(t) \end{pmatrix}$$

[0111]

上記方程式はN個の非線形微分方程式群であり、実数部 $I(t)$ 、虚数部 $Q(t)$ として所要複素信号波形 $Z(t)$ が与えられるとき、原則的にはN個の位相波形について解が得られる。リアルタイムでこのような解法を実行するのは大変であるが、デジタルプロセッサが強力になりつつあり、仮にまだ十分でないとしても、リアルタイム解法は近い将来、経済的に実用になるだろう。離散時間ステップ d_t における $Z(t)$ の値が $Z_1 = I_1 + jQ_1$ 、 $Z_2 = I_2 + jQ_2$ 、...として与えられるならば、この問題は、ステップ d_t で位相波形サンプルが得られるように離散時間ステップ d_t で記述することができる。

[0112]

上記微分方程式から、時間ステップ番号 i における位相の値は次のようになる。

$$\begin{pmatrix} \phi_1 \\ \phi_2 \\ \vdots \\ \phi_N \end{pmatrix}_i = A^T [A A^T]^{-1} \begin{pmatrix} Q(i) - \bar{Q}(i-1) \\ I(i) - I(i-1) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \phi_1 \\ \phi_2 \\ \vdots \\ \phi_N \end{pmatrix}_{i-1}$$

ただし、

$$\bar{I}, \bar{Q}$$

は

$$\dot{\phi}(k) | :$$

の最大値を最小にするN個の位相波形 $\phi(1) \dots \phi(N)$ を求めよ。

代替目標として、位相成分の2乗和を最小にする、すなわち、

所要の複素波形を

$$\sum_{i=1}^N a_i e^{j\phi_i(t)} = Z(t)$$

として、

$$\sum_{i=1}^N |\dot{\phi}_i(t)|^2$$

を最小にするN個の位相波形 $\phi(1) \dots \phi(N)$ を求めよ。

上記は、標準のラグランジュの乗数法問題として次のように書き換えることができる。

$$\sum_{i=1}^N j e^{j\phi_i(t)} = Z(t)$$

のとき、

$$\sum_{i=1}^N |\dot{\phi}_i(t)|^2$$

を最小にせよ。

Z を含む上記複素式を実数成分波形 I 、虚数成分波形 Q に分離して、 $2 \times N$ 行列 A を次のように定義すると、

$$[A] = \begin{bmatrix} \cos(\phi_1) & \cos(\phi_2) & \dots & \cos(\phi_N) \\ \sin(\phi_1) & \sin(\phi_2) & \dots & \sin(\phi_N) \end{bmatrix}$$

ラグランジュの乗数法問題の解は次のようになる。

$$I(i-1) + jQ(i-1) = \sum_{i=1}^N a_i e^{j\phi_i(i-1)}$$

から得られた前回の値である。

[0113]

時間ステップ i における新たな所要 I 、 Q 値への転換点としての時間ステップ $(i-1)$ で前回得られた I 、 Q 値を使用すると、誤差も含めた前回値から新たな所要値への位相値のステップ変化によって、前回値に含まれる丸め誤差などの計算誤差が確実に補償される。このようにして、計算誤差の蓄積を防ぐことができる。

[0114]

上記では、各ステップ後に新しい位相値からマトリクス A が再計算される。また、各ステップ後に、新しい位相値が位相変調器に加えられる。このことは、 D 変換、変換後のフィルタ処理、PLLによる位相変調から所要送信出力周波数への変換処理、フラクショナルNシンセサイザまたはDDS等の位相変調可能な周波数合成器による処理などを施したり、あるいは、直交変調器を用いて所要の無線周波数キャリアを各 I 、 Q 値に対して変調した後、正弦/余弦変換またはその関数表によって位相値を I 、 Q 値に変換して、和が所要の位相・振幅変調信号になるようなN個の定振幅信号を生成すること等を含む。

[0115]

所要の変調がデジタル情報信号によるものであれば、複素変調波形 $Z(t)$ が常に有限個数の過去の、未来のデジタル情報シンボルだけの関数であるという事実を利用することによって、計算を単純化できることが多い。したがって、可能な情報シンボルのアルファベットのサイズを M とすれば、 $Z(t)$ の可能な値は常に有限個数 M^2 である。そして、 M 個のシンボルをもつすべての可能なシーケンスについて、 $Z(t)$ のすべての可能な波形を前計算することができる。同様に、上記方程式を使用して、N個の位相波形を含むすべての可能な波形群を前計算して、波形ルックアップテーブルのシンボルシーケンスに関連づけることができる。そして、実際の情報シンボルシーケンスは、テーブルにアドレスして、前

計算済みの位相波形あるいは等価1、Q波形を抽出する。これにより、所要のリアルタイム計算の節約になる。前計算の1つの利点は、位相変化速度最小化法から一時的に推測しそうな逆接続点で代替回路を用いることにより、行列A、A'が特異値になる傾向を抽出し、それを回避して、後で更に大きな位相変化速度が必要にならないようにしたことである。

[0116]

上記のように、3つ以上の増幅された定電力レベル信号の直列接続（または、同等動作）に基づいて、振幅および位相の変動する信号を送信電力レベルで効率的に生成することができる。3つ以上の信号に関して、各定電力信号の所要位相変動を計算するための一般的な方法およびシステムについて以上に述べた。また、4つの信号を生成して組み合わせる特定の方法およびシステムについても述べたが、これは比較的簡単で、好ましい解決策になり得る。当業者によって実施可能な上記記載に基づくすべての変形形態は、別途記載された発明の趣旨および範囲に含まれると考えられる。

[0117]

本発明では、オン、オフが可能で、オンの時に電流を両方向に流すことができる両方向性増幅器装置が使用される。本発明における使用に適用した従来の両方向性増幅器の回路シンボルが図14a、図14bに示される。図14aは基板寄生（incidental）ダイオード104を含むN型FET102を示している。FET102はドレイン・ソース方向および逆方向に流れる電流に対して低いインピーダンスを示す。また、基板をソースに接続すると、ドレイン基板寄生（incidental）ダイオードにより、ソースからドレインへの逆方向電流が流れる。しかし、FETにこの接続を施す必要はない。

[0118]

図14bは、逆導通ダイオード112を外部から付加したバイポーラトランジスタ110を示している。バイポーラトランジスタに電流が流れようとする、エミッタとコレクタの役割が逆転して、一般に逆方向電流利得が順方向電流利得よりもはるかに低くなり、ベースに供給される制御電流は、逆方向電流を維持するために著しく増加するはずである。外部の逆導通ダイオード112を使用する

巻線と二次巻線を備えている。二次巻線は直列状態で、負荷202に結合される。一次巻線はそれぞれ対応する両方向性増幅手段220に結合される。複数の変圧器230a~230nの一次巻線と二次巻線の巻数比は関連デジットの位取り有意性に比例する。なお、一次巻線と二次巻線の呼称は任意であって、逆にすることもできる。

[0123]

図15の波形シンセサイザに関する追加説明を以下にのべる。

[0124]

高電力レベルに増幅される信号波形が8ビットのアナログ・デジタル（A/D）コンバータ210に供給され、複数のサンプリング時点で8ビット表示の波形が生成される。サンプリングレートは、その波形で得られる最大周波数の2倍の波形に対して少なくともナイキストレートを満たす必要がある。しかし、量子化雑音の除去に必要な厳しい増幅信号フィルタリングを軽減するために、ナイキストレートよりもかなり高い倍率のサンプリングレートを使うことが好ましい。波形がDC/AC電力コンバータ用途のように反復性であるか、またはデジタルデータ伝送用の無線送信機のように変数の数に限られている場合、数値サンプルを前計算して、メモリに保存することが可能であり、入力波形を数値コードシーケンスとして表す直接デジタル表示を重視してA/Dコンバータ210を省略することができる。

[0125]

数値サンプルは瞬時信号電圧の2進表現であって、 ± 0.5 を表す最上位ビット（MSB）、 ± 0.25 を表す第2の最上位ビット、 ± 0.125 を表す第3の最上位ビット等、8ビットコンバータの場合ならば $\pm 1/256$ を表す最下位ビット（LSB）までが含まれる。すべてのビットが同じ正極性で、例えば、すべてが2進の1であれば、その表示電圧は $0.5 + 0.25 + 0.125 + \dots + 1/256 = 255/256$ となり、約+1である。逆に、すべてのビットが負極性、すなわち00000000であれば、表示電圧は $-0.5 - 0.25 - \dots - 1/256 = -255/256$ となり、約-1である。これらは、ある最大電圧に対する正規化表現である。実際のスイッチングDC電源電圧が

ことにより、トランジスタの逆利得に依存することなく、ダイオードを通して逆方向電流を流すことができる。

[0119]

図14a、図14bで例示されるような適当な両方向性装置を使用し、図15に従って発明を構成することができる。

[0120]

図16において、本発明による合成装置200はDC電源Vcc204を使用して、入力波形206から出力波形を合成して負荷RL202に供給する。合成装置200は、入力波形206を数値表（numerical codes in a number base）に基づく数値コード・シーケンスとして表すための手段、例えばA/Dコンバータ210を有する。各デジットのコードには位取り有意性にしたがって配列される複数のデジットが含まれる。図2に示される手段は2進8ビットのA/D変換器であるので、複数のデジットはビット0~ビット7、

ビット0~ビット7

ビットであって、2の累乗にしたがって配列される。

[0121]

図16において複数の両方向性増幅手段のそれぞれに、両方向性装置220aと220a'~220nと220n'の各1対が含まれる。両方向性増幅器は、図1aまたは図1bに示される両方向性装置、あるいは、その他の両方向性装置で構成することができる。各両方向性装置220a、220a'~220n、220n'はDC電源Vcc204からの電流を消費すると共に関連デジットの値に応じてDC電源に電流を戻し、その結果、関連デジットの値に比例する出力電圧レベルを生成する。

[0122]

最後に、図15を参照すると、関連デジットの位取り有意性に基づいて重み付けにしたがって負荷RL202に複数の両方向性増幅手段の出力電圧レベルを直列結合するための手段が含まれている。図16に示されるように、直列結合手段は複数の変圧器230a~230nを有することが好ましい。各変圧器は、一次

らAC出力電圧へのスケールリングは変圧器230a~230nを用いて実行される。

[0126]

最上位ビット、すなわちビット7はN:1変圧器230nを通して負荷回路に結合される最上位インバータ220n~220n'を制御するのに使用される。巻数比Nの値は、所要ピークAC出力電圧に対するDC電源電圧の比とビット重みの逆数（最上位ビットの場合は $1/0.5=2$ ）との乗算値とする。したがって、巻数比Nは、重みが順次小さくなっていくビットごとに2倍になり、有意性が下がるにしたがって巻数比はN:1、2N:1、4N:1、...、128N:1となる。

[0127]

1サイクルあたり32時間サンプルを使用して正弦波出力を合成するときの各ビットの波形とフィルタ処理前の出力波形とを図16に示す。これらの波形では、最初の8サンプルポイントで8ビット表現を計算し、次の8サンプルポイントでそれらの時間反転を行うことによってクオドレンシャル（quadrantal）対称が実行されている。そして、第2の16サンプルは第1の16サンプルの補数コードである。その結果、各ビット波形は正負対称になり、変圧器を通過する。また、図16には、ビットの重み付き総和、すなわち合成正弦波の純度（purity）を示す負荷電圧がSUMとして示される。

[0128]

最上位ビットは符号ビットと考えられ、基本周波数で方形波状に変化するように見える。また、電圧有意性が順次半分になっていく下位ビットは高速で変化する。したがって、有意性の低い出力変圧器の磁気材料や銅の使用量は、電圧低下と処理電力レベル低下の両方にしたがって減少し、また、交番周波数が高くなるにしたがって減少するだろう。

[0129]

図16から分かるように、正弦波出力の前半（正の）サイクルで最上位ビットは常に正であるが、下位ビットは負になることもあり、それらの符号が正味出力電圧から計算されていることを意味する。したがって、出力電圧の大きさから減

算されるビットに関連するインバータは、出力電圧と電流の電流を出力する。これは、そのインバータの出力装置がON状態にあるとき、DC電源から電力を取り出す、逆方向に導通する両方向性インバータ装置によって電流をDC電源に戻していることを意味する。

[0130]

オーディオ増幅器や中周波数無線送信機出力段として使用される図16のシンセサイザ200の動作はDC/AC電力コンバータとして動作と同様である。変圧器は、所望周波数帯域で効率的に動作するように適切に設計される。発明を利用すれば、非常に広帯域の良好な効率な準振幅(SSB)送信機、例えば1~30MHzの無線周波数帯域の送信機を構成することができる。

[0131]

また、サンプリングされた3進コード化表現に基づく正弦波出力波形を合成することも可能である。3進コード化表現は、各サンプルについて+1、0、-1のいずれかを表すデジットからなる多デジットコードで構成される。有意性の低いデジットの重みは、その上位のデジットの重みの1/3である。3進デジットは、 $3^1=243$ 、 $3^2=256$ であるので、3進数を5つだけ使用すれば、本発明の8ビットバージョンとはほぼ同じ精度を5つの3進デジットで表すことができる。

[0132]

3進用の両方向性増幅器420を図17に示す。図15と比べると、変圧器の一次巻線230の端部に付加トランジスタ420cが接続されるところが異なる。他の2つのトランジスタ420a、420bが確実にオフになった後で、この付加トランジスタがオンになると、変圧器230の一次巻線が短絡され、出力への電圧寄与が確実にゼロ、すなわち第3の3進状態になる。第3の短絡トランジスタ420cは、ソースとドレイン電極の役割が反転した時も、同じ電圧処理能力とトランスコンダクタンスをもつ完全対称の装置であることが好ましい。

[0133]

制御信号T2でイネーブルにされるゲート制御電圧は、装置をオンにするときは $V_{cc}+V_{1,2,3}$ より高く、装置をオフにするときには $V_{1,2,3}$ より

コンバータ210に結合することができる。変圧器230aの巻数比はM:N:1である。ただし、Mはデジタル信号表現の基数(例えば、2進の場合は2、3進の場合は3)である。理論上の効率は100%から $\pi/2\sqrt{3}$ 、すなわち約90%に低下するであろう。したがって、理論上の最大効率と変圧器に結合される段数すなわちコストと兼ね合いである。

[0137]

例えば、複数のシングルエンデッドプッシュプル増幅器を使用して、それらの出力を変圧器を介して直列に接続するなど、多くの変換が当業者によって実施することができる。

[0138]

このように、信号波形を線形増幅するための電力増幅器は、増幅される信号のサンプリングデジタル表現を生成する信号発生器を有し、それぞれのサンプルは最上位から最下位までの複数の有意ビットをもつ数値コードで表される。

[0139]

数値コードの各ビットによって、それぞれに関連する飽和型プッシュプル増幅器の入力が駆動され、増幅器は、制御ビットが2進「1」のときに一方の極性の出力を生成し、制御ビットが2進「0」のときに逆極性の出力を生成する。各増幅器はDC電源やバッテリー等の主電源に接続される。それぞれの出力電圧がそれらの関連コードビットに比例して加算され、各増幅器の出力端子に同じ負荷電流が流れるように、増幅器の各出力は互いに直列状態で負荷に結合され、その負荷に増幅信号波形供給される。

[0140]

好ましい直列結合では、ビットの有意性が低くなるにしたがって比が2倍づつ増えるような巻数比N:1、2N:1、4N:1、...をもつ一次巻線、二次巻線を備えた変圧器が各増幅器の出力に設けられる。

[0141]

増幅器は、オン状態にバイアスされたときに、いずれの方向にも電流を流せる両方向性装置を使用して構成される。関連制御ビットが、電圧和から関連増幅器出力の減算になるような極性、かつ負荷電流の逆方向の極性であるとき、増幅器

低くする必要がある。3つの状態1、T2、T3と選択された3進レベルとの関係が下記の表に示される。ただし、バイナリ「1」は制御電圧がオンレベル、「0」はオフレベルにあることを示す。

レベル	-1	0	+1
T1	1	0	0
T2	0	1	0
T3	0	0	1

[0134]

3進システムを用いると、段数を減らしても同じ波形精度が得られること以外に、わずかな非対称性(例えばセクタアップ位置)に起因する変圧器のフラックスピルトアップを防止することもできる。さらに、逆送する段における電圧の相対スケールが3:1になるから、有意デジットが下位にいくにしたがって変圧器サイズを急速に小さくすることができる。

[0135]

リアルタイムで増幅される任意の信号について1セットの3進制御信号T1、T2、T3を、3進A/Dコンバータで生成することができる。3進A/Dコンバータは、2進A/Dコンバータと、それに続く2進/3進コードコンバータ、例えばフラックアップテーブルとで構成することができる。反復波形、またはディジタルデータストリームで無線信号を復調した時に現れるような限られた数の波形の場合、制御信号T1、T2、T3のシーケンスを前計算してメモリに保存しておくことで、必要な時に従来のリード・オンリ・メモリ変換器生器を使用してメモリから適切なシーケンスで読み出すことができる。

[0136]

発明の別のアスペクトによれば、効率は低下するかもしれないが、与えられたビット有意性より下位のすべてのインバータを線形B級増幅器、またはそれと同等の電圧波形寄与をもつ他の増幅器で置換することができる。この置換を有意性の低い部分を生成する段に限定すれば、効率低下を抑えることができる。例えば、図18で示される合成装置500のように、最上位ビット用以外のすべてのインバータをB級増幅器504で置換し、D/Aコンバータ502を介してA/D

装置の電流の方向が反転し、主電源にエネルギーが戻されて、負荷電流を供給する必要がなくなる。

[0142]

理想的な両方向性装置を使用した場合、本発明による増幅器の理論上の効率は、どのような信号波形に対しても100%であり、理論値効率でさえ100%に満たない従来の増幅器と比べると、実用的な効率をもつ増幅器を達成するための出発点で優っている。本発明は、振幅と位相が共に変動する無線信号を送信電力レベルまで増幅するのに効率的に使用することができる。そのほかに、本発明は正弦波波形を出力するDC/ACコンバータとして使用することができる。

[0143]

図面および明細書において発明の典型的な好ましい実施例が図示され、具体的な述語が使われているが、それらは制限的な目的をもち、単に一般的かつ前述目的で用いられているもので、発明の範囲は別途記載の特許請求の範囲で規定される。

[図面の簡単な説明]

[図1]

2つの定包絡線信号に対するベクトル加法を示す図式表示。

[図2]

直交変調器と1対の分離された電力増幅器を使用する従来の電力増幅器を示すブロック図。

[図3]

本発明による電力増幅器の第1の実施例を示すブロック図。

[図4]

本発明による電力増幅器の第2の実施例を示すブロック図。

[図5]

本発明による電力増幅器の第3の実施例を示すブロック図。

[図6]

両方向性装置を使用する電力増幅器における電流と電圧の関係を示す回路図。

[図7]

本発明による電力増幅器の第4の実施例を示すブロック図

【図8】

本発明による電力増幅器の第5の実施例を示すブロック図

【図9】

大きさの固定された4つのベクトルを用いて本発明にしたがって実行される複素ベクトル合成の図式表示

【図10】

本発明にしたがって3つ以上の定振幅、可変位相信号を用いて変動振幅、変動位相の入力信号を所望電力レベルに固定するためのシステムおよび方法を示すブロック図

【図11】

図10の4フェーズ変調器のブロック図

【図12】

本発明にしたがってPLLを用いて位相変調信号をフィルタにかけるためのシステムおよび方法を示すブロック図

【図13】

本発明にしたがって3つ以上の定振幅、可変位相信号を用いて変動振幅、変動位相の入力信号を所望電力レベルに固定するためのシステムおよび方法の代替実施例を示すブロック図

【図14a】

本発明に使用することができる両方向性装置の回路図

【図14b】

本発明に使用することができる両方向性装置の回路図

【図15】

本発明にしたがってビット重み付き方形波インパルスを直列に接続した波形合成回路図

【図16】

8ビット波形を用いた正弦波合成を示す図式表示

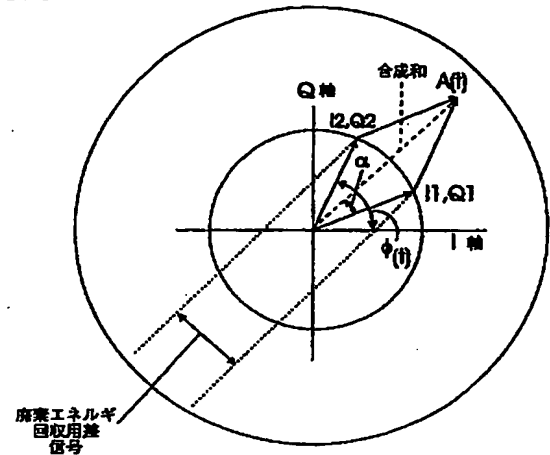
【図17】

本発明による三波合成を示すブロック図

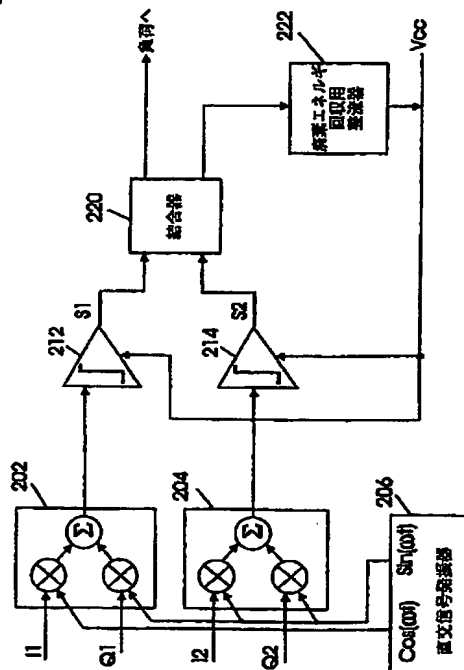
【図18】

発明に従って最上位ビットには方形波インパルスを使用し、その他のビットには振幅増幅器を使用する波形合成を示す回路図

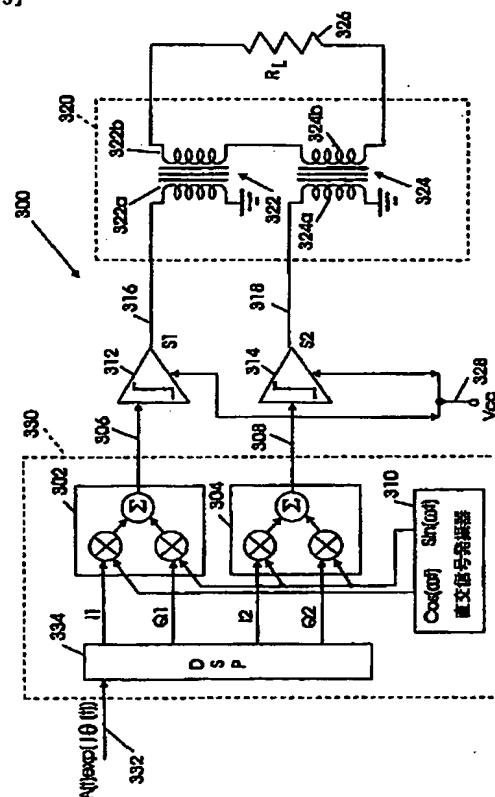
【図1】



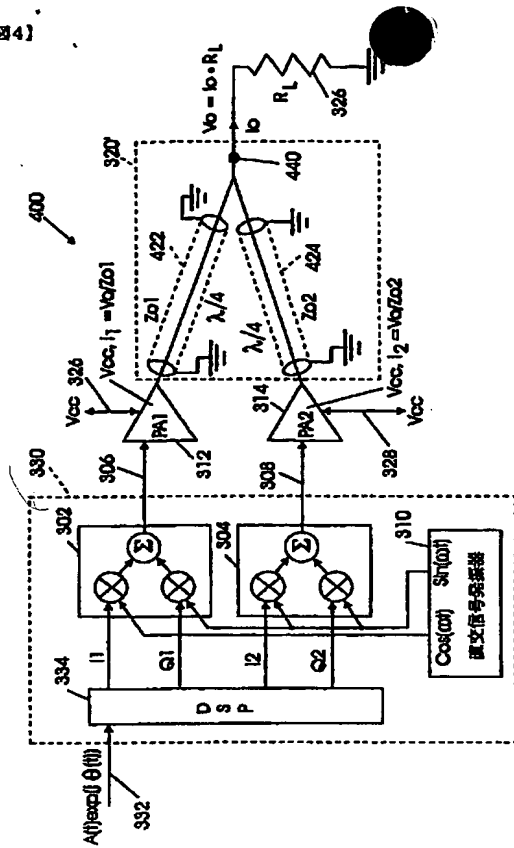
【図2】



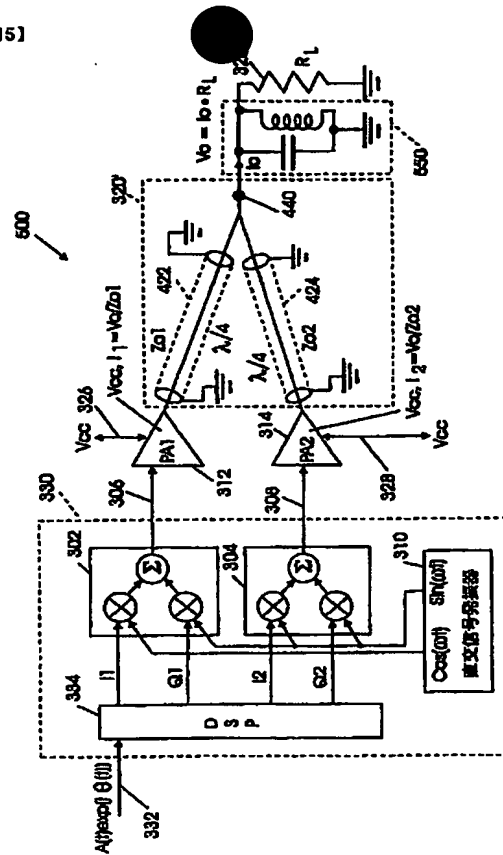
【図3】



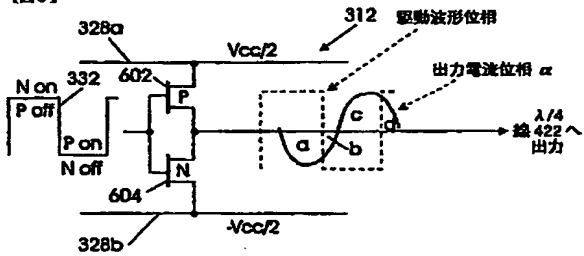
【図4】



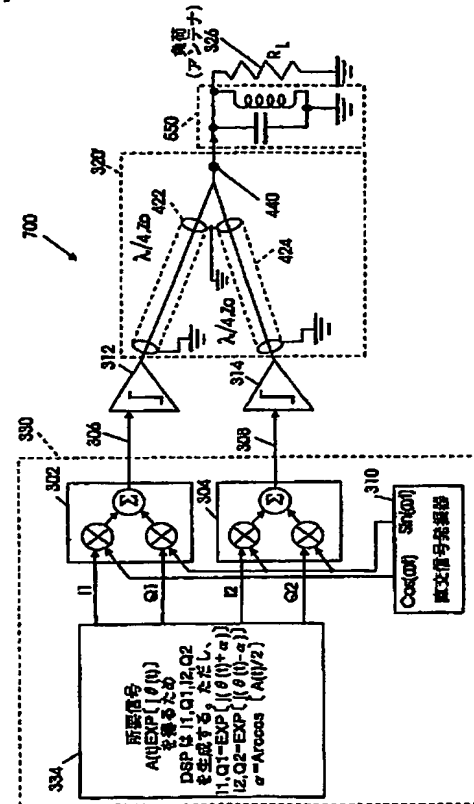
【図5】



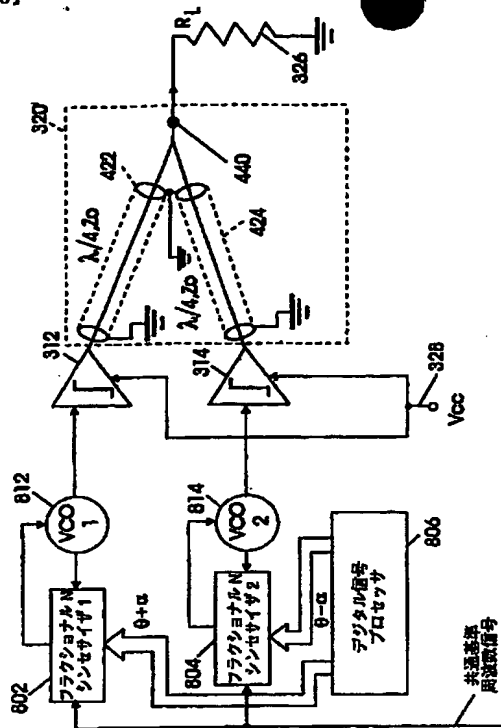
【図6】



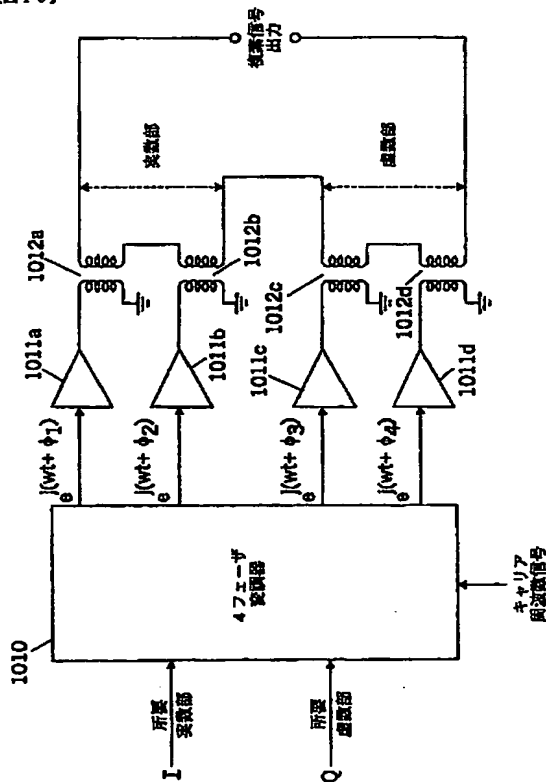
【図7】



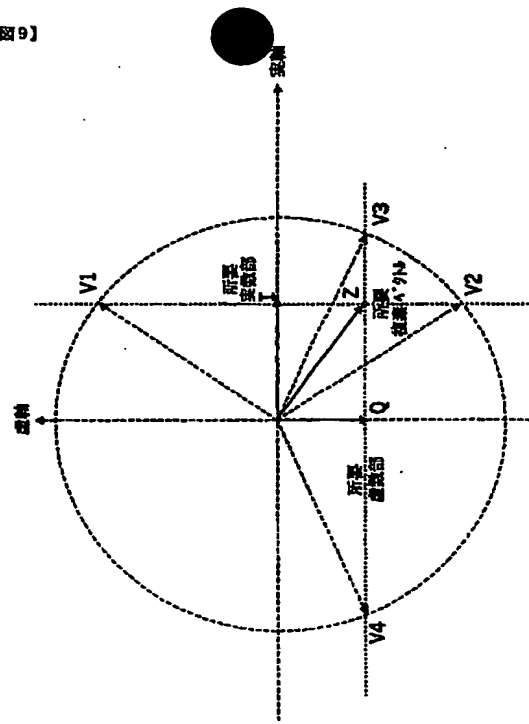
【図8】



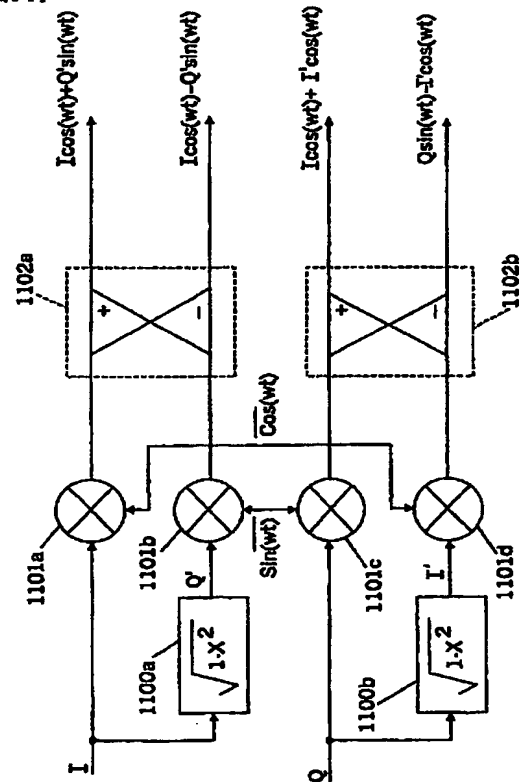
【図10】

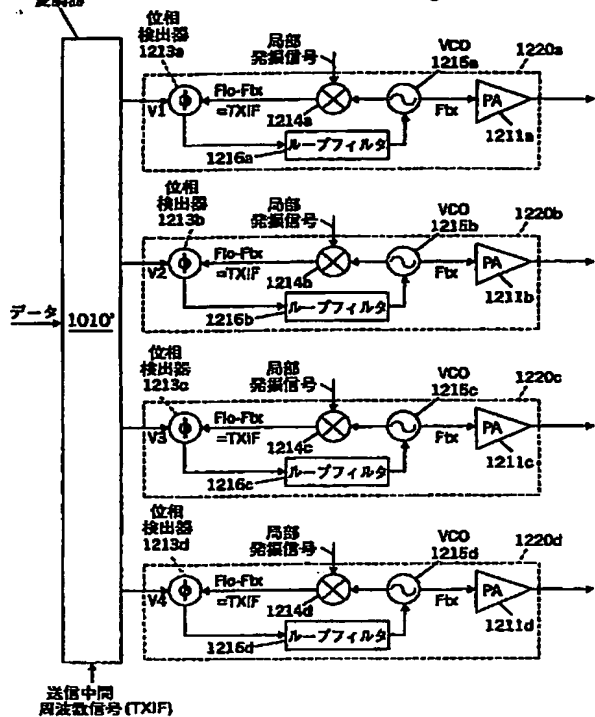


【図9】

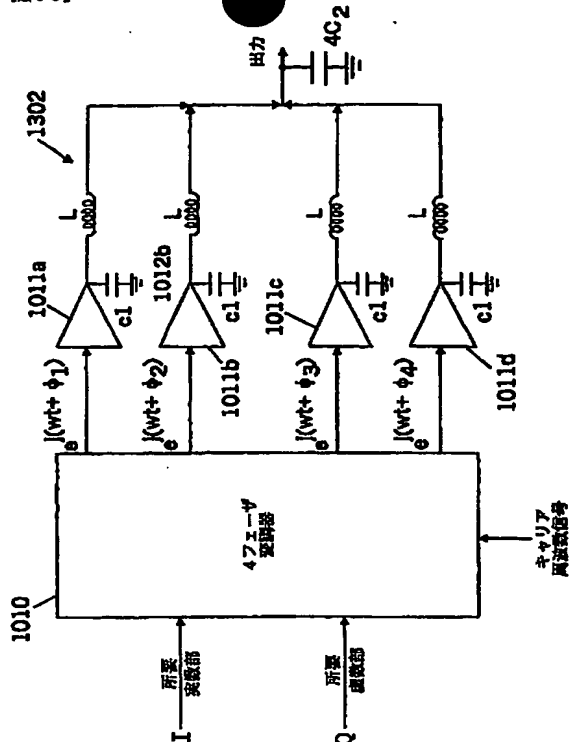


【図11】

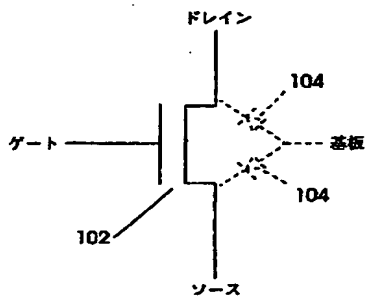


【図12】
4フェーズ変調器

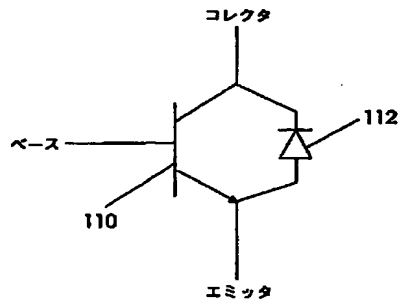
【図13】



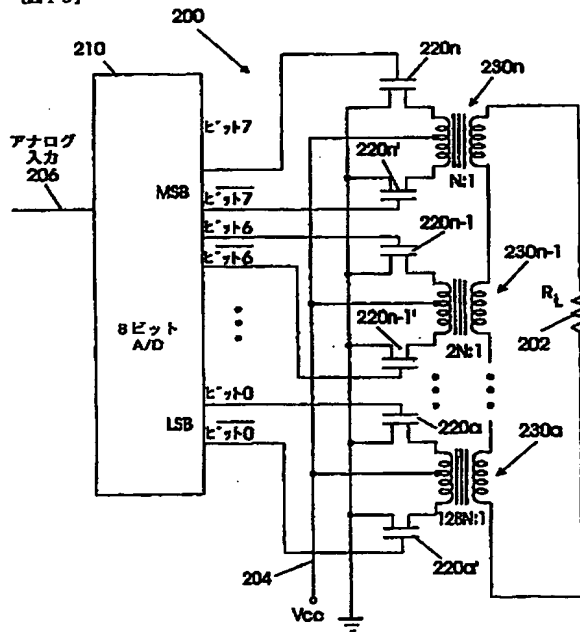
【図14a】



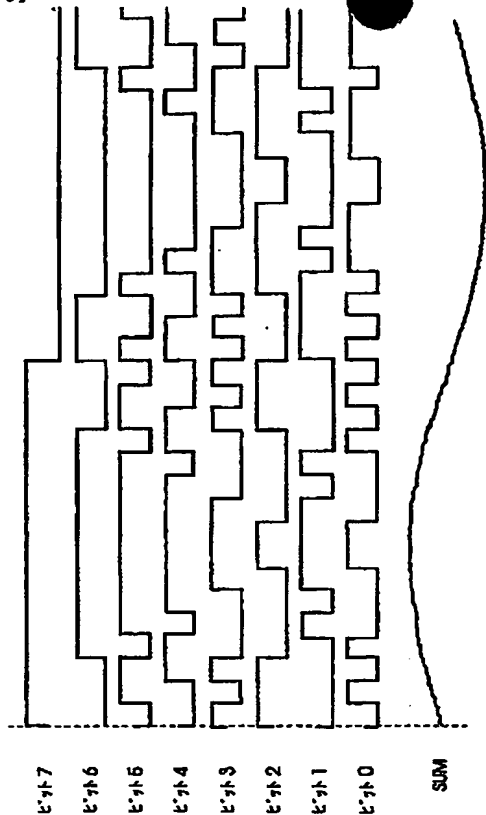
【図14b】



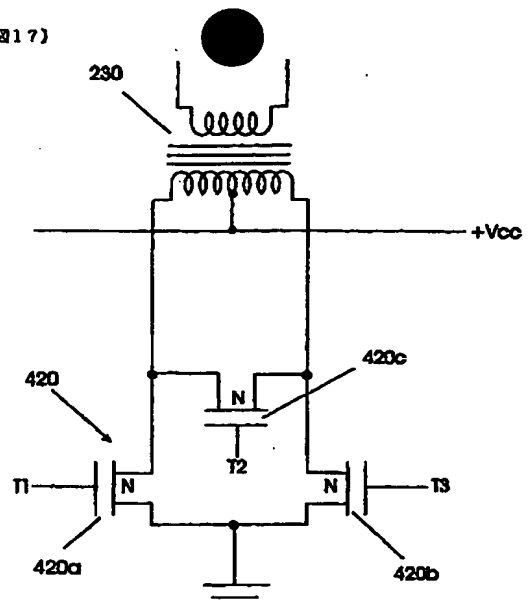
【図15】



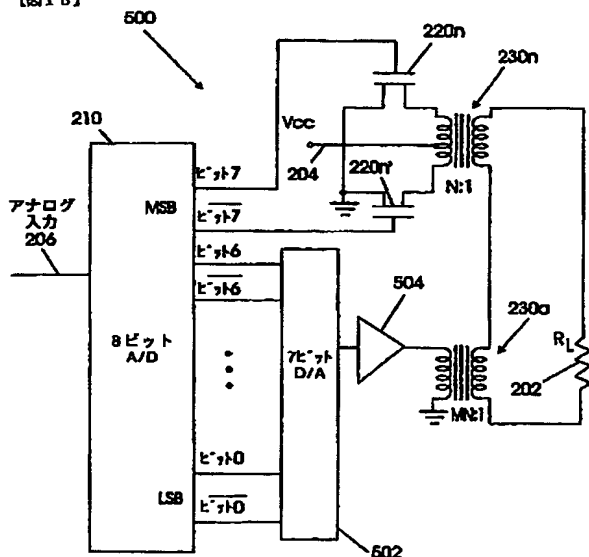
【図16】



【図17】



【図18】



【手続補正書】 特許協力条約第34条補正の翻訳文提出書

【提出日】 平成12年2月11日 (2000. 2. 11)

【手続補正1】

【補正対象書類名】 明細書

【補正対象項目名】 特許請求の範囲

【補正方法】 変更

【補正内容】

【特許請求の範囲】

【請求項1】 DC電源を使用して変動振幅、変動位相のAC入力信号を増幅し、増幅された出力信号電圧と出力電流を負荷インピーダンスに供給する電力増幅器であって、

AC入力信号から、定振幅、第1位相角をもつ第1信号および定振幅、第2位相角をもつ第2信号に変換するための手段と、

DC電源から電流を引き出すと共にDC電源に電流を供給する両方向性増幅器装置を含み、前記第1信号を増幅して定電圧振幅をもつ第1出力信号電圧を生成する第1増幅手段と、

DC電源から電流を引き出すと共にDC電源に電流を供給する両方向性増幅器装置を含み、前記第2信号を増幅して定電圧振幅をもつ第2出力信号電圧を生成する第2増幅手段と、

第1、第2出力信号電圧の和に比例する電圧を増幅出力信号電圧として負荷インピーダンスの端子間に生成して負荷インピーダンスに出力電流を流し、出力電流と直線関係にある増幅器電流が第1、第2両方の増幅手段の両方向性増幅器装置に流れるようにするため、第1、第2出力信号電圧を負荷インピーダンスに結合する手段とを有する前記電力増幅器。

【請求項2】 AC入力信号の信号サイクルの一部で前記第1、第2増幅手段からDC電源に電流を流してDC電源にエネルギーを戻すように構成した請求項1記載の電力増幅器。

【請求項3】 直交変換器と、第1、第2信号をそれぞれ生成するために前記直交変換器に結合される第1、第2直交変換器とが前記変換手段に含まれる前

請求項1記載の電力増幅器。

【請求項4】 第1、第2直交変換器に結合され、入力信号に応じて同位相信号および直交信号を生成する直交信号発生器が更に前記変換手段に含まれる請求項3記載の電力増幅器。

【請求項5】 前記直交信号発生器をディジタル信号プロセッサとした請求項4記載の電力増幅器。

【請求項6】 前記変換手段にデータプロセッサが含まれる請求項1記載の電力増幅器。

【請求項7】 位相変調機能を備えたディジタル周波数合成回路が前記変換手段に含まれる請求項1記載の電力増幅器。

【請求項8】 ダイレクトディジタル周波数シンセサイザが前記ディジタル周波数合成回路に含まれる請求項7記載の電力増幅器。

【請求項9】 第1出力信号電圧を負荷インピーダンスに結合する第1の1/4波長伝送線路と、

第2出力信号電圧を負荷インピーダンスに結合する第2の1/4波長伝送線路とが、前記結合手段に含まれる請求項1記載の電力増幅器。

【請求項10】 前記負荷インピーダンスに入力ノードが含まれ、第1出力信号、第2出力信号の両方を前記入力ノードに結合するための手段が前記結合手段に含まれる請求項9記載の電力増幅器。

【請求項11】 少なくとも1つの変圧器が前記直列結合手段に含まれる請求項1記載の電力増幅器。

【請求項12】 前記少なくとも1つの前記変圧器に、第1の一次巻線および第1の二次巻線を含む第1変圧器と、第2の一次巻線および第2の二次巻線を含む第2変圧器が含まれ、第1出力信号電圧を前記第1の一次巻線に結合し、第2出力信号電圧を前記第2の一次巻線に結合し、前記第1および第2の二次巻線を直列状態で負荷インピーダンスの端子間に結合した請求項11記載の電力増幅器。

【請求項13】 変動振幅、変動位相をもつ入力信号から、定振幅、可変位相をもつ3つ以上の所要キャリア周波数の信号に変換する手段が前記変換手段に

含まれ、

増幅された3つ以上の信号を生成するために、3つ以上の定振幅、可変位相信号を個別に増幅する手段が前記第1、第2増幅手段に含まれ、

所要電力レベル、所要キャリア周波数、変動振幅の出力信号を生成するために、増幅された3つ以上の信号を合成する手段が前記結合手段に含まれ、

所要電力レベル、所要キャリア周波数、変動振幅の出力信号を生成するために、3つ以上の定振幅、可変位相信号をそれぞれ位相制御する手段が前記変換手段に含まれる請求項1記載の電力増幅器。

【請求項14】 前記3つ以上の定振幅、可変位相信号の個数を4とした請求項13記載の電力増幅器。

【請求項15】 出力信号の第1複素部を形成する組合せである定振幅、可変位相をもつ第1信号対と、出力信号の第2複素部を形成する組合せである定振幅、可変位相をもつ第2信号対とから、前記4つの定振幅、可変位相信号が形成される請求項14記載の電力増幅器。

【請求項16】 出力信号の第1複素部を形成するために、複素振幅、可変位相をもつ第1信号対を逆回転方向に位相制御する手段と、

出力信号の第2複素部を形成するために、複素振幅、可変位相をもつ第2信号対を逆回転方向に位相制御する手段とが、前記制御手段に含まれる請求項15記載の電力増幅器。

【請求項17】 前記個別増幅手段に3つ以上の飽和増幅器が含まれる請求項13記載の電力増幅器。

【請求項18】 所要キャリア周波数、所要電力レベルの変動振幅をもつ出力信号を生成するために、個別増幅された3つ以上の定振幅、可変位相信号を直列に合成する手段が前記合成手段に含まれる請求項13記載の電力増幅器。

【請求項19】 前記合成手段に3つ以上の1/4波長伝送線路が含まれる請求項13記載の電力増幅器。

【請求項20】 前記合成手段に、1/4波長伝送線路に等価的な3つ以上のネットワークが含まれる請求項13記載の電力増幅器。

【請求項21】 インダクタおよびコンデンサを含む3つ以上のネットワーク

ワークによって、1/4波長伝送線路に等価的な前記3つ以上のネットワークを構成した請求項20記載の電力増幅器。

【請求項22】 変動振幅、変動位相信号から、振幅が前記変動振幅、変動位相信号になるような複数の定振幅、変動位相信号を生成する信号生成方法であって、

変動振幅、変動位相をもつ前記信号から余弦キャリア変調波形 $I(t)$ および正弦キャリア変調波形 $Q(t)$ を生成するステップと、

余弦キャリア変調波形 $I(t)$ と補数波形 $Q'(t)$ の2乗和が一定になるように、 $I(t)$ から $Q'(t)$ を生成するステップと、

第1変調余弦キャリアを生成するために余弦搬送波信号を $I(t)$ で変調するステップと、

第1変調正弦キャリアを生成するために正弦搬送波信号を $Q'(t)$ で変調するステップと、

定振幅、変動位相信号を生成するために、第1変調余弦キャリアと第1変調正弦キャリアの和および差を形成するステップとを含む前記方法。

【請求項23】 補数波形 $I'(t)$ と正弦キャリア変調波形 $Q(t)$ の2乗和が一定になるように、 $Q(t)$ から $I'(t)$ を生成するステップと、

第1変調余弦キャリアを生成するために余弦搬送波信号を $I'(t)$ で変調するステップと、

第1変調正弦キャリアを生成するために正弦搬送波信号を $Q(t)$ で変調するステップと、

第2セットの定振幅、変動位相信号を生成するために第1変調余弦キャリアと第1変調正弦キャリアの和および差を形成するステップとを含む請求項22記載の方法。

【請求項24】 DC電源を使用して入力波形から出力波形を合成して負荷に供給する装置であって、

位取り有意性にしたがって配列された複数のデジットを含む基配電法に基づく数値コードシーケンスとして入力波形を表す手段と、

各デジットに対応する複数の両方向性増幅手段であって、DC電源からの電流

を消費するとともに関連デジットの値に基づいてDC電源へ電流を戻すことにより、関連デジットの値に比例する出力電圧レベルを生成する複数の両方向性増幅手段と、

複数の前記両方向性増幅手段の出力電圧レベルを直列状態で、関連デジットの位取り有意性に基づいた重み付けにしたがって負荷に結合する結合手段とを有する前記装置。

【請求項25】 一次巻線と二次巻線を備えた複数の変圧器が直列結合手段に含まれ、前記二次巻線は互いに直列状態で負荷と結合され、前記一次巻線は複数の前記両方向性増幅手段にそれぞれ対応して結合され、複数の前記変圧器の一次巻線と二次巻線の巻数比が関連デジットの位取り有意性に比例する請求項24記載の装置。

【請求項26】 両方向性増幅手段が少なくとも1つの電界効果トランジスタとバイポーラトランジスタとあって、前記電界効果トランジスタはソースからドレインおよびドレインからソースへと両方向に導通し、前記バイポーラトランジスタは逆導通ダイオードを含み、前記バイポーラトランジスタがそれぞれ自体で順方向に導通すると共に逆導通ダイオードを通して逆方向に導通する請求項24記載の装置。

【請求項27】 DC/AC電力コンバータに供給される入力波形をDC入力波形とした請求項24記載の装置。

【請求項28】 出力波形を略正弦波出力波形とした請求項26記載の装置。

【請求項29】 2進配電法を使用し、複数の前記両方向性増幅手段に複数の方形波インバータが含まれる請求項24記載の装置。

【請求項30】 3進配電法を使用し、複数の両方向性増幅手段に、正、ゼロ、負の出力電圧レベルを生成する複数のゼロ・クランピング方形波インバータが含まれる請求項24記載の装置。

【請求項31】 少なくとも2つの最下位デジットの合成値に比例する線形出力電圧を生成するために少なくとも2つの最下位デジットに関連する少なくとも1つの線形増幅器を更に有し、前記直列結合手段によって線形出力電圧を直列

状態で負荷に結合する請求項24記載の装置。

【手続補正2】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0013

【補正方法】変更

【補正内容】

【0013】

Dentに付与された「Waste Energy CONTROL and Management in POWER Amplifiers」と題する米国特許第5,568,088号、第5,574,967号、第5,631,604号、第5,638,024号には、定振幅電力増幅器を使用して変動振幅信号を生成するように電力増幅器を結合した様々な構成が開示されている。その1つの構成では、Chireixのように2つの定電力増幅器が相対的な位相シフトで駆動され、それらの出力が多少建設的あるいは破壊的に加算され、変動出力が生成される。これら増幅器は両出力において、和信号と差信号の両方を形成するハイブリッド結合器または指向性結合器によって結合されている。そこに記述された従来技術の改良構成では、通常の浪費エネルギーは整流器回路を使用して差ポートで回収される。

【手続補正3】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0103

【補正方法】変更

【補正内容】

【0103】

位相変調された信号だけから送信用信号を合成する潜在的利点の1つは、出力周波数でそのまま動作して、従来の直交変調器で達成可能なものより大きい電力を出力する発振器に適用可能なことである。したがって、電力増幅器は比較的小さい利得で発振器出力を増幅することができるので、無雑音の広帯域増幅が可能になる。電力増幅器による広帯域雑音の増幅を防止することにより、同一機器またはセルラ電話などの近くの機器における送信機から受信機に対する干渉を回避

することが容易になる。また、[図1]に付与された米国特許No. 5,535,432には、最初に送信中間周波数の位相変調信号を生成し、次にその位相変調をPLL経由で送信周波数VCOへ転送する手法が記述されており、L. M. Ericssonによって製造され、1992年以来ヨーロッパで販売されているGSMデジタルセルラ規格準拠の携帯電話に採用されている。本発明によるこのスキームの一応用を図12に示す。

【国際調査報告】

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER IPC 6 H03F3/217 H03F1/32		Inventor and Application No. PCT/US 99/05681
According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC		
B. FIELDS SEARCHED Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols) IPC 6 H03F H02H		
Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched		
Documents not searched during the international search process of each base and, where practical, search terms used		
C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category *	Citation of document, with indicators, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	EP 0 471 346 A (FUJITSU LTD) 19 February 1992 see column 10, line 40 - column 11, line 41; figure 4	1,2,11, 12,19,20
X	US 4 485 357 A (VOORMAN JOHANNES O) 27 November 1984 see the whole document	1-28, 43-63
X	US 4 090 147 A (SEIDEL HAROLD) 16 May 1978	29-31, 33,34, 40-42 35
Y	see the whole document	35
Y	US 4 433 312 A (KAHN LEONARD R) 21 February 1984 see figure 3	
-/-		
<input checked="" type="checkbox"/> Further documents are listed in the continuation of box C. <input type="checkbox"/> Patent family members are listed in annex.		
* Special categories of cited documents: "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance "C" earlier document but published on or after the international filing date "L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another claim or other special reason (see specification) "O" document relating to an oral disclosure, use, exhibition or other means "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed "T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention "X" document of particular relevance: the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone "Y" document of particular relevance: the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is considered without or more than each document, such combination being obvious to a person skilled in the art "Z" document member of the same patent family		
Date of the actual completion of the international search 29 June 1999		Date of mailing of the international search report 06/07/1999
Name and mailing address of the ISA European Patent Office, P.O. Box 12 Patentamt 2 6000 Luxembourg Tel: (352) 460 5200, Telex: 31 051 000 Fax: (352) 460 5205		Authorized officer Segaert, P

Form PCT/ISA/210 (Second edition July 1992)

page 1 of 2

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Int. Appl. No.
PCT/US 99/05681

C. Cited documents considered to be relevant

Category	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Referred to claim No.
A	US 5 453 717 A (GERFAULT BERTRAND) 26 September 1995	
X	EP 0 725 478 A (JAPAN BROADCASTING CORP ; JAPAN RADIO CO LTD (JP)) 7 August 1996 see the whole document	64-67, 69, 71-73, 75
X	US 5 734 565 A (GRAM RICHARD J ET AL) 31 March 1998 see the whole document	64, 68, 70, 72, 74
A	US 4 580 111 A (SWANSON HILMER J) 1 April 1986 see the whole document	64-75
A	US 3 805 139 A (HOFFMAN H ET AL) 16 April 1974 see Figure 8	70
A	US 3 927 379 A (COX DONALD CLYDE ET AL) 16 December 1975 see the whole document	43-63
A	US 3 909 742 A (COX DONALD CLYDE ET AL) 30 September 1975 see the whole document	43-63
A	US 3 906 481 A (SEIDEL HAROLD) 16 September 1975 see the whole document	43-63
A	US 4 420 723 A (DE JAGER FRANK) 13 December 1983 see the whole document	43-63
A	US 3 777 275 A (COX D) 4 December 1973	
A	US 4 178 567 A (HENRY PAUL S) 11 December 1979	
A	GB 2 267 402 A (UNIV BRISTOL) 1 December 1993	

Form PCT/ISA/210 (continuation of sheet 1) July 1993

page 2 of 2

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

PCT/US 99/05681

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
EP 0471346 A	19-02-1992	JP 4095409 A	27-03-1992
		CA 2048561 A,C	14-02-1992
		CA 2151089 A,C	14-02-1992
		DE 69123008 D	12-12-1996
		DE 69123008 T	03-04-1997
		EP 0664607 A	26-07-1995
US 4485357 A	27-11-1984	US 5264807 A	23-11-1993
		NL 8101109 A	01-10-1982
		CA 1188758 A	11-06-1985
		DE 3207786 A	04-11-1982
		FR 2501441 A	10-09-1982
		GB 2095492 A,B	29-09-1982
US 4090147 A	16-05-1978	JP 1503725 C	28-06-1989
		JP 57159156 A	01-10-1982
		JP 63048464 B	29-09-1988
		BE 869007 A	03-11-1978
		CA 1101503 A	19-05-1981
		FR 2398409 A	16-02-1979
US 4433312 A	21-02-1984	JP 54022749 A	20-02-1979
		NL 7807702 A	23-01-1979
		WO 7900050 A	08-02-1979
		NONE	
		FR 2712126 A	12-05-1995
		CA 2134934 A	06-05-1995
US 5453717 A	26-09-1995	DE 69418279 D	10-06-1999
		EP 0652535 A	10-05-1995
		JP 8204456 A	09-09-1996
		DE 69600497 D	17-09-1998
		DE 69600497 T	10-12-1998
		US 5578971 A	26-11-1996
EP 0725478 A	07-08-1996	AU 3821697 A	05-03-1998
		WO 9807225 A	19-02-1998
		CA 1196396 A	05-11-1985
		EP 0083727 A	20-07-1983
		NONE	
		NONE	
US 5734565 A	31-03-1998	NONE	
		NONE	
		NONE	
		NONE	
		NONE	
		NONE	
US 4580111 A	01-04-1986	NONE	
		NONE	
		NONE	
		NONE	
		NONE	
		NONE	
US 3805139 A	16-04-1974	NONE	
		NONE	
		NONE	
		NONE	
		NONE	
		NONE	
US 3927379 A	16-12-1975	NONE	
		NONE	
		NONE	
		NONE	
		NONE	
		NONE	
US 3909742 A	30-08-1975	NONE	
		NONE	
		NONE	
		NONE	
		NONE	
		NONE	
US 3906401 A	16-09-1975	NONE	
		NONE	
		NONE	
		NONE	
		NONE	
		NONE	
US 4420723 A	13-12-1983	NONE	
		NONE	
		NONE	
		NONE	
		NONE	
		NONE	
US 4420723 A	13-12-1983	NL 8001903 A	02-11-1981
		DE 3111729 A	18-03-1982
		FR 2479603 A	02-10-1981
		GB 2073516 A,B	14-10-1981
		JP 1484712 C	14-03-1989
		JP 56152335 A	25-11-1981
US 4420723 A	13-12-1983	JP 63031131 B	22-06-1988

Form PCT/ISA/210 (patent family member table) 1/97

page 1 of 2

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

Inventor and Applicant's No.
PCT/US 99/05681

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family members	Publication date
US 3777275 A	04-12-1973	DE 2304352 A FR 2170029 A GB 1420107 A JP 48085057 A	06-09-1973 14-09-1973 07-01-1976 12-11-1973
US 4178557 A	11-12-1979	NONE	
GB 2267402 A	01-12-1993	CA 2135304 A DE 69309922 D DE 69309922 T EP 0639306 A WO 9323921 A JP 7509106 T SG 49311 A US 5719527 A	09-11-1993 22-05-1997 24-07-1997 22-02-1995 25-11-1993 05-10-1995 18-05-1998 17-02-1998

Form PCT/ISA/210 (patent family sheet) July 1992

page 2 of 2

フロントページの続き

(31)優先権主張番号 09/209, 104
 (32)優先日 平成10年12月10日(1998. 12. 10)
 (33)優先権主張国 米国 (US)
 (81)指定国 EP(AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE), OA(BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG), AP(GH, GM, KE, LS, MW, SD, SL, SZ, UG, ZW), EA(AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, CA, CH, CN, CU, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, GB, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MD, MG, MK, MN, MW, MX, NO, NZ, PL, PT, RO, RU, SD, SE, SG, SI, SK, SL, TJ, TM, TR, TT, UA, UG, UZ, VN, YU, ZW
 (71)出願人 7001 Development Drive, P. O. Box 13969, Research Triangle Park, NC 27709 U. S. A.

Fターム(参考) 5J069 AA01 AA18 AA24 AA27 AA41
 AA54 AA66 AC01 AC03 CA36
 CA81 FA04 FA10 FA15 FA17
 FA20 HA09 HA17 HA19 HA25
 HA29 HA33 HA37 HA39 HA40
 KA08 KA12 KA26 KA34 KA42
 KA47 KA49 KA51 KA53 KA68
 KC07 MA11 MA20 MA21 SA14
 TA01 TA02 TA06
 5J092 AA01 AA18 AA24 AA27 AA41
 AA54 AA66 CA36 CA81 FA04
 FA10 FA15 FA17 FA20 GR09
 HA02 HA09 HA17 HA19 HA25
 HA29 HA33 HA37 HA39 HA40
 KA08 KA12 KA26 KA34 KA47
 KA49 KA51 KA53 KA68 MA11
 MA20 MA21 SA14 TA01 TA02
 TA06 UM07 VL06 VL08 VM04
 VM05 VM09 VM11 VM20
 5K004 AA08 JC02 JD02

【要約の続き】

からDC電源に流れて、DC電源にエネルギーが戻るような両方向性装置を使用することが好ましい。そして、個別の増幅器によって3つ以上の定振幅、可変位相信号

が個別に増幅される。入力信号を所要電力レベルまで増幅した出力信号を生成するために、個別増幅された3つ以上の定振幅、可変位相信号は合成される。入力信号を3つ以上の信号に変換すると、3つ以上の定振幅、可変位相信号が位相制御され、入力信号を所要電力レベルまで増幅した出力信号が生成される。別のアスペクトによれば、変動振幅、変動位相信号は、総和が変動振幅、変動位相信号になるような複数の定振幅、変動位相信号から生成される。IQ波形ジェネレータにより、変動振幅、変動位相信号から余弦キャリア変調波形 $I(t)$ および正弦キャリア変調波形 $Q(t)$ が生成される。関数発生器により、余弦キャリア変調波形 $I(t)$ と補数波形 $Q'(t)$ の2乗和が一定になるように、 $I(t)$ から $Q'(t)$ が生成される。第1変調余弦キャリアを生成するために、第1変調器によって余弦搬送波信号を $I(t)$ で変調する。また、第1変調正弦キャリアを生成するために、第2変調器によって正弦搬送波信号を $Q'(t)$ で変調する。パタフライ回路などの回路により、第1変調余弦キャリアおよび第1変調正弦キャリアの和および差が形成されて定振幅、変動位相信号が生成される。